



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA  
BARCELONATECH

Escola Superior d'Enginyeries Industrial,  
Aeroespacial i Audiovisual de Terrassa

*Disseny i implementació d'un convertidor  
CC/CC per a una aplicació solar fotovoltaica*

## **Volum I - Memòria**

Titulació: Grau en enginyeria electrònica industrial i automàtica

Alumne: COROMINAS MARTÍNEZ, ALEJANDRO

Director: SUÑE SOCIAS, VICTOR MANUEL

Codirector: SALAET PEREIRA, JUAN FERNANDO

Convocatòria: Juny de 2020



## Declaració d'honor

Jo, Alejandro Corominas Martínez declaro que,

El treball en aquest TFG es completament obra meva, que cap part d'aquest treball de final de grau ha estat copiada d'altres persones sense donar-les crèdits i que totes les referències han estat citades clarament.

Entenc que qualsevol infracció d'aquesta declaració em deixa sotmès a accions disciplinàries previstes per la Universitat Politècnica de Catalunya – BarcelonaTECH.

Alejandro Corominas Martínez

26/06/2020

## Agraïments

A el meu tutor, Victor Suñe, pel seu temps, els consells i les correccions que han fet possible una gran millora qualitativa al llarg del treball.

A la meva família per donar-me ànims per continuar treballant.

# Índex de contingut

Declaració d'honor .....	2
Agraïments .....	2
Índex de figures .....	6
Índex de fórmules .....	9
Índex de taules .....	10
Resum .....	11
Resumen .....	12
Abstract .....	13
Capítol 1: Introducció .....	14
1.1 Objectiu .....	14
1.2 Abast .....	14
1.3 Requeriments .....	14
1.4 Justificació .....	14
Capítol 2: Arquitectura del sistema .....	15
Capítol 3: Bateria .....	15
3.1 Procés de càrrega escollit .....	16
Capítol 4: Panell solar .....	17
Capítol 5: Selecció del microcontrolador .....	20
5.1 Arduino .....	20
5.2 Raspberry Pi .....	20
5.3 Elecció de la placa .....	20
5.3.1 Arduino Uno .....	21
5.3.2 Arduino Mega .....	21
5.3.3 Arduino Due .....	21
5.3.4 Placa escollida .....	22
Capítol 6: El convertidor .....	22
6.1 Principi de funcionament .....	22
6.2 Mode de conducció contínua (MCC) .....	23
6.3 Mode de conducció discontinua (MCD) .....	24
6.4 Mode de funcionament escollit .....	25
6.5 Cicle de treball .....	25
6.6 Freqüència de commutació .....	26

6.7	Requeriments .....	26
6.8	Càlcul de components del convertidor .....	28
6.8.1	Càlcul cicle de treball (D) .....	28
6.8.2	Càlcul Bobina (L) .....	28
6.8.3	Càlcul condensador (C) .....	29
6.8.4	Càlcul díode .....	30
6.8.5	Càlcul MOSFET .....	31
6.9	Selecció de components del convertidor .....	32
6.9.1	Selecció inductor.....	32
6.9.2	Selecció condensador.....	32
6.9.3	Selecció díode .....	33
6.9.4	Selecció MOSFET .....	33
6.10	Proves de comandament del MOSFET .....	34
6.10.1	Generació PWM d'alta freqüència amb Arduino Uno .....	34
6.10.2	Arduino és capaç d'activar el MOSFET amb càrrega? .....	34
6.10.3	Driver primera versió.....	35
6.10.4	Driver segona versió .....	38
6.10.5	Driver tercera versió.....	40
6.10.6	Comparació de resultats .....	42
6.11	Validació del convertidor .....	42
6.11.1	Simulació amb IRF520.....	43
6.11.2	Muntatge en placa de proves IRF520 .....	44
6.11.3	MOSFET de nivell lògic IRL540 .....	44
6.11.4	Simulació amb IRL540 .....	45
6.11.5	Muntatge en placa de proves IRL540.....	46
6.11.6	Decisió convertidor .....	47
6.12	Convertidor definitiu.....	47
6.12.1	Simulació convertidor definitiu.....	48
6.12.2	Rendiment en simulació.....	48
6.12.3	Mode conducció contínua .....	49
6.12.4	Comprovació rang de tensions d'entrada trobats .....	49
6.13	Prototip.....	51
Capítol 7: Control del sistema de càrrega .....		52
7.1	Control de corrent.....	54
7.1.1	Consigna de corrent.....	54
7.2	Control de voltatge .....	54
7.2.1	Divisor de tensió .....	55
7.2.2	Consigna de voltatge .....	55
7.3	Filtre digital.....	56

7.4 Codi de control de voltatge mitjançant comparacions successives .....	57
7.5 Segona versió del control de voltatge mitjançant comparacions successives ...	60
7.6 Codi control de voltatge proporcional integral .....	62
7.7 Codi control de corrent proporcional integral .....	65
7.8 Control del procés de càrrega .....	68
Conclusions .....	76
Bibliografia .....	77

## Índex de figures

Figura 1: estructura bàsica del sistema.....	15
Figura 2: bateria seleccionada. ....	16
Figura 3: model cel·la solar.....	17
Figura 4: corbes característiques dels panells solars fotovoltaics. ....	18
Figura 5: panell solar fotovoltaic escollit.....	19
Figura 6: corba intensitat-voltatge dos panells en paral·lel.....	19
Figura 7: Arduino uno rev 3.....	21
Figura 8: Arduino Mega. ....	21
Figura 9: Arduino Due.....	21
Figura 10: esquema convertidor elevador boost. ....	23
Figura 11: estats del convertidor en mode conducció contínua.....	23
Figura 12: estats del convertidor en mode conducció discontinua. ....	24
Figura 13: formes d'ona boost mode conducció discontinua. ....	24
Figura 14: efecte de la no idealitat en la bobina.....	25
Figura 15: establiment rang tensió panell.....	27
Figura 16: inductor radial Murata. ....	32
Figura 17: condensador 1000uF.....	32
Figura 18: díode escollit.....	33
Figura 19: MOSFET IRL540N.....	33
Figura 20: Arduino Uno generant senyal PWM de 62.5KHz.....	34
Figura 21: Prova funcionament MOSFET governat per Arduino. ....	35
Figura 22: Arduino controlant MOSFET amb càrrega (20 ohm). ....	35
Figura 23: circuit driver primera versió.....	35
Figura 24: temps pujada driver primera versió.....	36
Figura 25: temps baixada driver primera versió.....	36
Figura 26: muntatge driver primera versió en placa de proves.....	36
Figura 27: temps pujada driver primera versió.....	37
Figura 28: temps baixada driver primera versió.....	37
Figura 29: circuit driver segona versió.....	38
Figura 30: temps pujada driver segona versió.....	38
Figura 31: temps baixada driver segona versió.....	38
Figura 32: muntatge driver segona versió en placa de proves.....	39
Figura 33: temps pujada driver segona versió.....	39
Figura 34: temps baixada driver segona versió.....	39
Figura 35: circuit driver tercera versió.....	40

Figura 36: temps pujada circuit driver tercera versió. ....	40
Figura 37: temps baixada circuit driver tercera versió. ....	40
Figura 38: muntatge circuit driver tercera versió en placa de proves. ....	41
Figura 39: temps pujada circuit driver tercera versió. ....	41
Figura 40: temps baixada circuit driver tercera versió. ....	41
Figura 41: convertidor amb IRF520 simulació. ....	43
Figura 42: muntatge convertidor boost amb IRF520 en placa de proves. ....	44
Figura 43: vgs IRF520. ....	45
Figura 44: vgs, Rds (on) de l'IRL540. ....	45
Figura 45: convertidor boost amb IRL540 simulació. ....	45
Figura 46: muntatge en placa de proves del convertidor amb l'IRL540. ....	46
Figura 47: esquemàtic convertidor elevador definitiu. ....	48
Figura 48: potència d'entrada i sortida al convertidor. ....	48
Figura 49: forma d'ona intensitat inductor. ....	49
Figura 50: prova rang de tensió. 6,2V->14,4. ....	49
Figura 51: prova rang de tensió, 6,5->10,4. ....	50
Figura 52: prova rang de tensió, 7 -> 14,4. ....	50
Figura 53: prototip del convertidor. ....	51
Figura 54: sistema de proves definitiu. ....	52
Figura 55: filtre passa baixos. ....	53
Figura 56: divisor de tensió. ....	55
Figura 57: fragment codi Arduino, implementació mitjana mòbil. ....	56
Figura 58: fragment (1/4) comparacions successives primera versió. ....	58
Figura 59: fragment (2/4) comparacions successives primera versió. ....	58
Figura 60: fragment (3/4) comparacions successives primera versió. ....	58
Figura 61: fragment (4/4) comparacions successives primera versió. ....	59
Figura 62: muntatge de prova control de voltatge. ....	59
Figura 63: fragment (1/4) comparacions successives segona versió. ....	60
Figura 64: fragment (2/4) comparacions successives segona versió. ....	61
Figura 65: fragment (3/4) comparacions successives segona versió. ....	61
Figura 66: fragment (4/4) comparacions successives segona versió. ....	61
Figura 67: codi implementació manual control PI. ....	63
Figura 68: fragment (1/5) control automàtic de voltatge versió PI. ....	63
Figura 69: fragment (2/5) control automàtic de voltatge versió PI. ....	64
Figura 70: fragment (3/5) control automàtic de voltatge versió PI. ....	64
Figura 71: fragment (4/5) control automàtic de voltatge versió PI. ....	64
Figura 72: fragment (5/5) control automàtic de voltatge versió PI. ....	65



Figura 73: fragment (1/4) control corrent PI. ....	66
Figura 74: fragment (2/4) control corrent PI. ....	66
Figura 75: fragment (3/4) control corrent PI. ....	67
Figura 76: fragment (4/4) control corrent PI. ....	67
Figura 77: muntatge de prova de control de voltatge i corrent.....	68
Figura 78: fragment (1/17) codi procés de càrrega. ....	69
Figura 79: fragment (2/17) codi procés de càrrega. ....	70
Figura 80: Fragment (3/17) codi procés de càrrega. ....	70
Figura 81: fragment (4/17) codi procés de càrrega. ....	70
Figura 82: fragment (5/17) codi procés de càrrega. ....	70
Figura 83: fragment (6/17) codi procés de càrrega. ....	71
Figura 84: fragment (7/17) codi procés de càrrega. ....	71
Figura 85: fragment (8/17) codi procés de càrrega. ....	71
Figura 86: fragment (9/17) codi procés de càrrega. ....	72
Figura 87: fragment (10/17) codi procés de càrrega.....	72
Figura 88: fragment (11/17) codi procés de càrrega.....	72
Figura 89: fragment (12/17) codi procés de càrrega.....	73
Figura 90: fragment (13/17) codi procés de càrrega.....	73
Figura 91: fragment (14/17) codi procés de càrrega.....	74
Figura 92: fragment (15/17) codi procés de càrrega.....	74
Figura 93: fragment (16/17) codi procés de càrrega.....	75
Figura 94: fragment (17/17) codi procés de càrrega.....	75

## Índex de fórmules

Fórmula 1: relació $V_{\text{panell}}$ i $V_{\text{bat}}$ .....	25
Fórmula 2: balanç de potència panell. ....	26
Fórmula 3: inductància mínima per assegurar mode conducció contínua. ....	28
Fórmula 4: intensitat mitjana a l'inductor. ....	29
Fórmula 5: càlcul variació intensitat a l'inductor. ....	29
Fórmula 6: intensitat mitjana màxima a l'inductor. ....	29
Fórmula 7: corrent eficaç a l'inductor. ....	29
Fórmula 8: variació de la tensió de sortida del convertidor. ....	30
Fórmula 9: efecte ESR en l'arissat de la tensió de sortida. ....	30
Fórmula 10: corrent eficaç del condensador. ....	30
Fórmula 11: tensió càtode ànode. ....	31
Fórmula 12: intensitat mitjana díode. ....	31
Fórmula 13: intensitat màxima díode. ....	31
Fórmula 14: tensió drenador-font. ....	31
Fórmula 15: corrent mitjà MOSFET. ....	31
Fórmula 16: intensitat màxima transistor. ....	31
Fórmula 17: rendiment del convertidor. ....	48
Fórmula 18: resolució ADC. ....	53
Fórmula 19: freqüència de tall filtre passa baixos primer ordre. ....	53
Fórmula 20: càlcul consigna de corrent amb sensor. ....	54
Fórmula 21: divisor de tensió. ....	55
Fórmula 22: càlcul de la consigna després de la conversió del ADC i div de tensió. ....	55

## Índex de taules

Taula 1: rang funcional del panell solar.....	27
Taula 2: registres timer_0 Atmel Mega 16u2.....	34
Taula 3: comparació circuits control MOSFET. ....	42
Taula 4: resultats simulació convertidor amb IRF520.....	43
Taula 5: resultats pràctics convertidor amb IRF520. ....	44
Taula 6: resultats simulació convertidor amb IRL540.....	46
Taula 7: resultats pràctics convertidor boost amb IRL540.....	47
Taula 8: identificació de terminals del prototip.....	51

## Resum

En aquest document es presenta el desenvolupament, la implementació i el control d'un convertidor elevador boost de contínua/contínua amb la finalitat de dur a terme la càrrega d'una bateria de 12V amb l'energia subministrada de dos panells solars amb tensió de circuit obert de 7,2 V i corrent de curtcircuit d'1,82 A connectats en paral·lel.

El treball inclou l'arquitectura per dur a terme un carregador de bateries portàtil i autònom que sigui capaç de completar el cicle de càrrega de la bateria seguint el mètode de corrent constant, voltatge constant. Inclou la selecció de components que formen el sistema, com són la bateria, el panell solar i el convertidor boost amb tots els seus components. També inclou una recerca dels microcontroladors més comuns per projectes no professionals amb la posterior comparació i elecció de la placa Arduino Uno. Inclou una explicació teòrica dels modes de funcionament del convertidor boost, amb els càlculs per l'elecció dels components necessaris i les proves de comandament del MOSFET. Es tracta el sensat del corrent i voltatge per interactuar amb el microcontrolador i la selecció del mètode de control més adient, disposant al codi definitiu d'un sistema de reducció de consigna en moments de baixa energia del panell.

En la primera part del treball es descriu la bateria, el procés de càrrega seleccionat i el panell solar. A continuació es fa un estudi per seleccionar la plataforma de control més adient per aquest sistema i es comparen els dos possibles convertidors a implementar, el reductor o l'elevador. Després de comparar les dues opcions i escollir l'elevador boost, es du a terme el càlcul i la selecció dels components per la implementació del convertidor. Després de dur a terme les proves del driver del MOSFET es prova tot el conjunt en funcionament. Una vegada dissenyat i implementat un convertidor que cobreix les necessitats del sistema, es desenvolupen diferents codis de control per resoldre la generació del senyal PWM a 62,5 KHz mitjançant Arduino Uno. Per dur a terme la implementació del control automàtic del procés de càrrega es busquen diferents formes de mesurar el corrent i el voltatge a la càrrega. Una vegada trobats els mecanismes adients per tenir resposta del sistema es comencen a desenvolupar diferents mètodes de control. Finalment el mètode de control escollit és un control PI implementat amb interrupcions per aconseguir un control més ràpid i efectiu.

## Resumen

En este documento se presenta el desarrollo, la implementación y el control de un convertidor elevador boost de continua/continua con la finalidad de llevar a cabo el proceso de carga de una batería de 12 V con la energía suministrada por dos paneles solares con una tensión de circuito abierto de 7,2 V y una corriente de cortocircuito de 1,82 A conectados en paralelo.

El trabajo incluye la arquitectura para llevar a cabo un cargador de baterías portátil y autónomo que sea capaz de completar el ciclo de carga de la batería siguiendo el método de corriente constante, voltaje constante. Incluye la selección de los componentes que forman el sistema como son la batería, el panel solar i el convertidor boost con todos sus componentes. También incluye una búsqueda de los microcontroladores más comunes en proyectos no profesionales con la posterior comparación y elección de la placa Arduino Uno. Incluye una explicación teórica de los modos de funcionamiento del convertidor boost, con los cálculos para la selección de los componentes necesarios y las pruebas de control del MOSFET. Se trata la lectura de corriente y voltaje para interactuar con el microcontrolador y la selección del método de control más conveniente, consiguiendo en el código de control definitivo un sistema de reducción de consigna en momentos de baja energía en el panel.

En la primera parte del trabajo se describe la batería, el proceso de carga seleccionado y el panel solar. A continuación se hace un estudio para seleccionar la plataforma de control más conveniente para este sistema y se comparan los dos posibles convertidores a implementar, el reductor y el elevador. Después de comparar las dos opciones y escoger el elevador boost, se desarrollan los cálculos y la selección de los componentes para la implementación del convertidor. Después de hacer las pruebas del driver del MOSFET se prueba el conjunto en funcionamiento. Una vez diseñado e implementado el convertidor que cubre las necesidades del sistema, se desarrollan diferentes códigos de control para conseguir generar una señal PWM de 62,5 Khz utilizando Arduino Uno. Para llevar a cabo la implementación del control automático del proceso de carga se buscan diferentes formas de medir la corriente y el voltaje en la carga. Una vez seleccionados los mecanismos necesarios para tener respuesta del sistema se desarrollan distintos métodos de control. Finalmente el método de control elegido es el control PI, implementado con interrupciones para conseguir un control más rápido y efectivo.

## Abstract

In this document there is present the development, the implementation and the control of a boost converter with the finality of making the charge process of the battery of 12 V with the solar energy produced by two solar panels of 7,2 Voc and a curt circuit of 1,82 A connected in parallel.

The work includes the architecture of the portable and autonomous battery charger that can charge the battery using the method of constant current, constant voltage. It includes the component selection that makes up the system like a battery, solar panel and the boost converter with all her parts. It includes a search for the more popular microcontrollers with a comparison and the selection of Arduino Uno. It also includes a theoretical explanation of the operating modes of the boost converter with the calculation for the component selection and the control test for the MOSFET driver.

This work seeks the best option to measure the current and the voltage for the interaction with the microcontroller and the selection of the best control mode. The last code of this project includes a goal reducer for the moment that the solar radiation is low.

The first part of the document describes the battery, the charge mode selected and the solar panel. The next step is the study to select the best microcontroller for this system and compare the two possible converters to implement. After the comparison and the selection of the boost converter, calculations are made to select the components. After the test of the MOSFET driver, there is a test of the boost converter. When the converter design is finished, different methods are developed to generate a PWM signal with a frequency of 62,5 Khz. When the sensors are selected, it is possible to develop different types of control. Finally, the control mode selected is proportional integral control, implemented with the use of interruptions to achieve a fast reply.

# Capítol 1: Introducció

## 1.1 Objectiu

Desenvolupar un sistema portàtil i autònom, format per panells solars fotovoltaics i un convertidor elevador. Amb la finalitat de carregar una bateria àcid plom de 12 V.

## 1.2 Abast

Recerca d'informació sobre el convertidor elevador boost i el seu funcionament. La selecció del microcontrolador més adient per les necessitats del projecte. Càlcul i selecció dels components del convertidor. Selecció i proves del circuit d'accionament (*driver*) del MOSFET. Muntatge del convertidor en placa de prototipatge. Proves bàsiques de funcionament en laboratori. Sensat de voltatge de sortida i programació del control en mode de voltatge constant. Sensat del corrent de sortida i programació del control en mode de corrent constant. Muntatge del convertidor en placa d'illetes. Programació del control del procés de càrrega. Proves de funcionament dels diferents codis en laboratori.

## 1.3 Requeriments

El sistema haurà de ser capaç de carregar una bateria d'àcid-plom de 12 V en un temps raonable usant dos panells solars fotovoltaics amb tensió de circuit obert de 7,2 V. El procés de càrrega comprendrà dues fases. En la primera fase, la bateria es carregarà a corrent constant comprès entre 0,5 A i 1 A fins que la tensió en borns de la bateria assoleixi 14,4 V. En la segona fase, la bateria es carregarà a tensió constant de llindar màxim fins que el corrent de càrrega es redueixi a 0,25 A, moment en què es considerarà que la bateria està completament carregada.

## 1.4 Justificació

Permetre de carregar una bateria d'àcid-plom de 12 V i capacitat no superior a 7 Ah amb un procés de càrrega adient, incloent-hi una fase de corrent constant i una de voltatge constant, cosa que es pot fer gràcies al convertidor. La càrrega es podrà fer en qualsevol lloc que tingui radiació solar, sense necessitat de xarxa elèctrica.

## Capítol 2: Arquitectura del sistema

La finalitat d'aquest projecte és aconseguir un sistema portàtil i autònom per dur a terme la càrrega d'una bateria àcid plom de 12 V.

Per aconseguir un sistema autònom es fan servir panells solars fotovoltaics.

El cicle de càrrega consta de dues fases: fase de corrent constant i fase de voltatge constant.

Fent ús de panells solars no és possible regular la tensió de sortida ni el corrent. Per fer això possible s'ha d'implementar un convertidor de contínua/contínua amb el sistema de control pertinent, és a dir el microcontrolador i el codi de programació.

L'estructura del sistema és la que es presenta a la Figura 1.

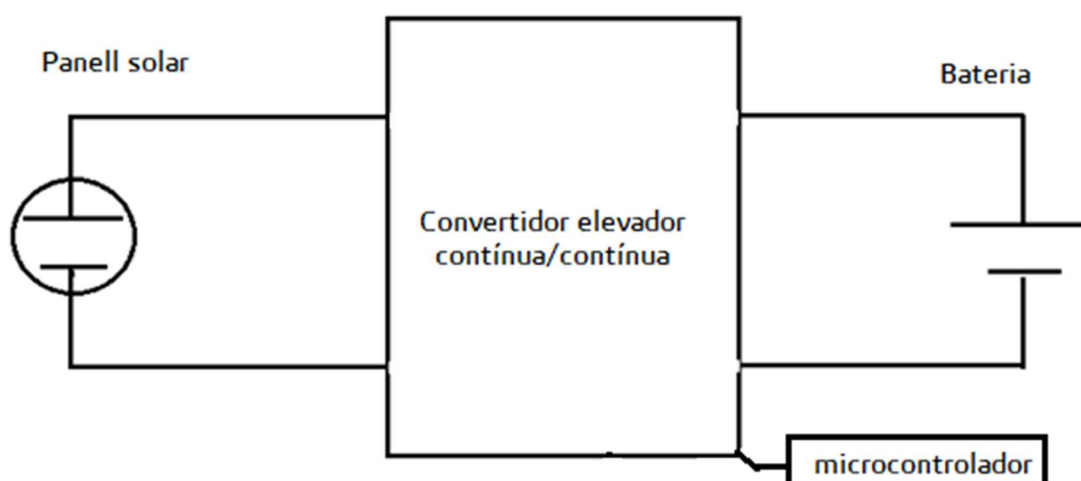


Figura 1: estructura bàsica del sistema.

## Capítol 3: Bateria

Com es tracta d'un sistema portàtil, és important escollir una bateria de dimensions i pes moderat. En aquest cas la bateria escollida és una bateria RSpro de plom i àcid de 12 V, 7 Ah (Figura 2). Està formada per 6 cel·les de 2 V cadascuna (cada cel·la té un voltatge límit de 2,4-2,7 V). El fabricant recomana un corrent de càrrega menor de 2,1 Ah. El voltatge en borns quan està carregada és de 13,5 a 13,8 V i en el procés de càrrega és dona per carregada en el rang de tensions de 14,4 a 15 V (2,4-2,6 V/cel·la).

[1]





[2]

Figura 2: bateria seleccionada.

### 3.1 Procés de càrrega escollit

Per la càrrega s'usarà l'anomenat mètode corrent-constant-voltatge-constant (CCCV, de l'acrònim anglès). Aquest mètode consta de 3 fases diferents: [3]

- 1. Corrent mitjà de sortida constant.** En aquesta fase es carrega aproximadament un 70% de la capacitat de la bateria i està aproximadament la meitat del temps de càrrega. El corrent de càrrega mai ha de superar el 30% de la capacitat de la bateria. En aquest cas mai haurà de superar els 2,1 A ( $7 Ah * \frac{30}{100} = 2.1 Ah$ ).  
Es passa a la següent fase quan el voltatge en borns arriba al límit de voltatge establert. En aquest cas 14,4V (2,4 V/cel·la \* 6 cel·les).
- 2. Tensió de sortida constant.** La tensió de sortida es manté a 14,4 V. Romandrà en aquest estat fins que el corrent a la càrrega baixi al 3-5% de la capacitat de la bateria. Una vegada arribi a aquest lílindar la fase dos es dona per finalitzada.
- 3. Tensió flotant .** Tensió de sortida constant amb un valor de 2,25-2,3 V/cel·la. (13,5-13,8V) Aquesta última fase té la finalitat d'evitar l'autodescàrrega de la bateria.

El voltatge mínim contemplat de la bateria (suposant-la totalment descarregada ) és de 10,4V i el màxim 14,4 V.

En aquest projecte es durà a terme el procés de càrrega de la següent forma:

A la fase de corrent mitjà de sortida constant s'injectarà un corrent constant d'1 A, fins que la tensió en borns de la bateria sigui de 14,4 V. Una vegada arribi a aquest punt es passarà a la fase de tensió de sortida constant, en la qual es mantindrà el voltatge constant a 14,4V fins que el corrent de càrrega arribi a 0,25A (aproximadament el 4% de la capacitat de la bateria). Una vegada arribat aquest punt es donarà per finalitzat el procés de càrrega.

No es durà a terme la fase 3 de tensió flotant, perquè fins que la bateria en borns no tingui la mateixa tensió que el convertidor (13,8V) s'estaria obligant el convertidor a absorbir energia.

## Capítol 4: Panell solar

Els panells solars són el resultat d'associar un conjunt de cel·les fotovoltaïques en sèrie, la Figura 3 mostra el model d'una cel·la aïllada.

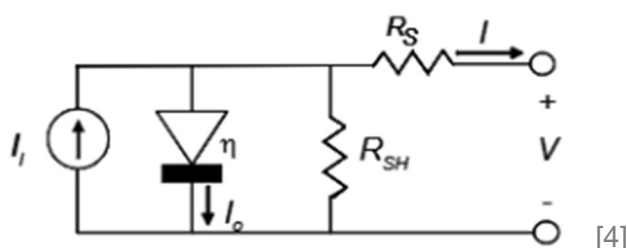
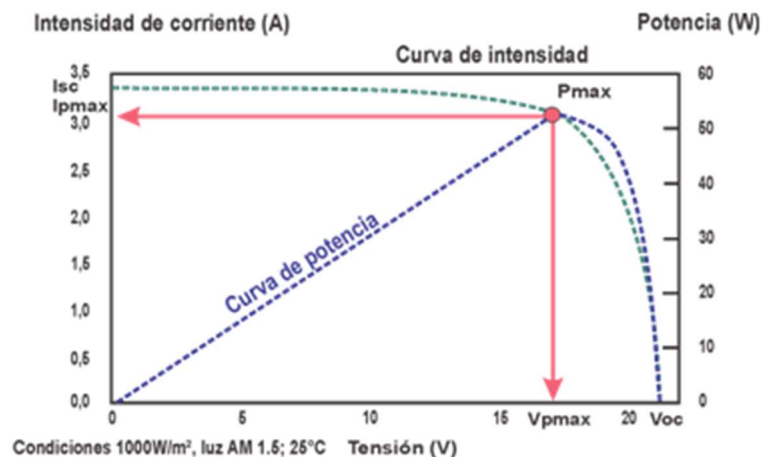


Figura 3: model cel·la solar.

El model consta d'una font de corrent dependent de la irradiància, un díode i resistències que simulen les pèrdues.

Veient el model, queda clar que és possible connectar en paral·lel els panells, per aconseguir major corrent mantenint el mateix voltatge. [5]

Tots els panells solars fotovoltaïcs tenen dues corbes característiques conegudes com a corba intensitat-voltatge i corba de potència-voltatge. En aquestes es pot observar el comportament del panell, el nivell de tensió i corrent de sortida en les "STC" (Standard test conditions 1000W/m<sup>2</sup> a 25°C) [6].



[7]

Figura 4: corbes característiques dels panells solars fotovoltaics.

Com es pot veure a la Figura 4, les corbes donen informació clau, com el punt de màxima potència, tensió de circuit obert i corrent de curtcircuit.

Seguint el procés de càrrega escollit, el punt de màxima demanda de potència és quan es passa de mode de corrent constant a mode de voltatge constant. En aquest punt la potència de càrrega a la bateria és de 14,4W (14 V, 1 A).

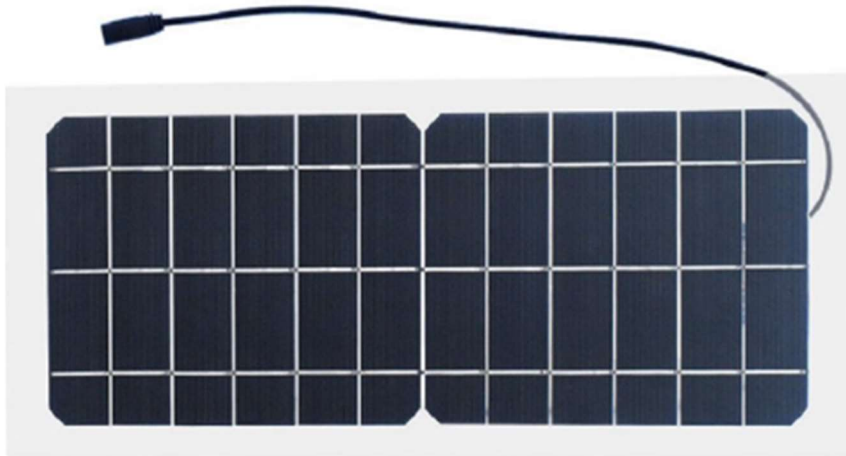
És possible la implementació d'un convertidor elevador (boost) o d'un convertidor reductor (buck), ja que existeix la possibilitat de seleccionar un panell fotovoltaic amb major o menor tensió de circuit obert (tensió de sortida del panell en circuit obert). El convertidor buck té com a avantatge un rendiment elevat. Però la seva estructura presenta un inconvenient: l'entrada de corrent és discontinua, això significa que s'obligaria el panell a absorbir energia.

En canvi, en el convertidor elevador (boost), la seva estructura situa l'inductor tot just a l'entrada del convertidor (sortida del panell). Per tant el corrent d'entrada és constant. Pel que respecta al rendiment, és prou elevat si es vol doblar o triplicar la tensió d'entrada.

Després de comparar les dues opcions s'opta per fer servir el convertidor elevador boost.

S'ha escollit el panell Yuanfengpower (Figura 5). Aquest presenta les especificacions següents: (especificacions donades en les condicions "STC")

- Potència màxima  $\rightarrow 10 \text{ W}$
- $V_{\text{panell max}} \rightarrow 7,2 \text{ V}$  (tensió en circuit obert)
- $I_{\text{panell max}} \rightarrow 1,82 \text{ A}$  (corrent de curtcircuit)
- 440x190x3 mm
- Punt de màxima potència  $\rightarrow 6 \text{ V} - 1,66 \text{ A}$



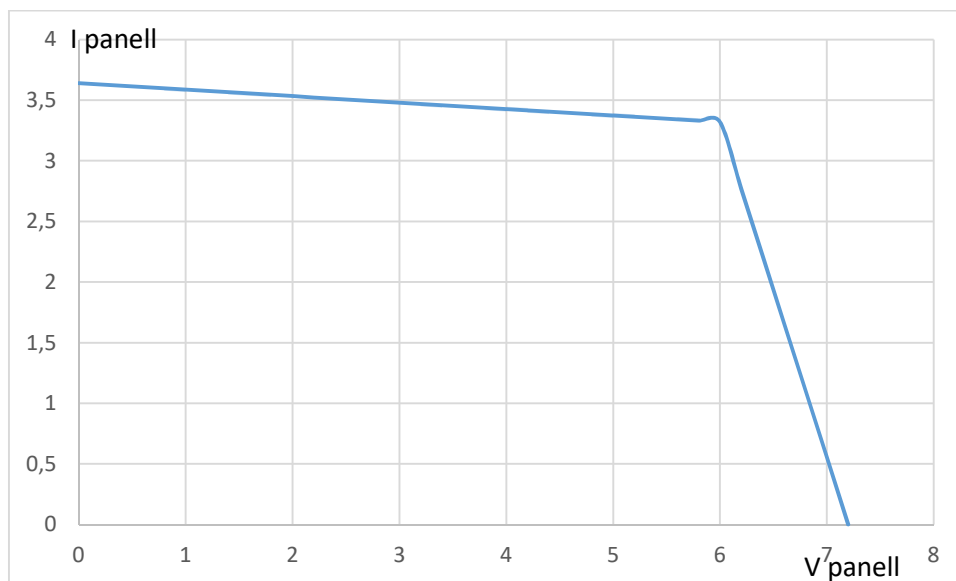
[8]

*Figura 5: panell solar fotovoltaic escollit.*

El panell escollit té unes dimensions contingudes que faciliten el seu transport i una tensió de circuit obert substancialment menor a 10,4 V.

Com la potència màxima que demana el sistema per dur a terme el cicle de càrrega és major als 10 W que proporciona el panell en condicions òptimes, s'opta per connectar dos panells en paral·lel. D'aquesta forma la potència total d'entrada al convertidor en el millor dels casos serà de 20 W, mentre que la màxima necessària és de 14,4W.

Tenint en compte les dades donades del panell i la connexió de dos panells en paral·lel, suposant un comportament lineal entre els punts donats pel fabricant és possible aproximar la corba intensitat-voltatge de la Figura 6.



*Figura 6: corba intensitat-voltatge dos panells en paral·lel.*

## Capítol 5: Selecció del microcontrolador

Per dur a terme la selecció només s'han considerat dos dels microcontroladors més populars, Arduino i Raspberry Pi.

### 5.1 Arduino

Arduino és una placa basada en un microcontrolador ATMEL. Per la posada en marxa només necessita una font d'alimentació de 6-20 V (7-12 recomanat) i un entorn per carregar el codi. Disposa de sortides i entrades digitals i analògiques, que permeten una gran facilitat de connexió entre sistemes. Disposa de port USB, port sèrie, comunicació I2C, SPI i permet interrupcions externes en els pins d'entrada.[9]

### 5.2 Raspberry Pi

Raspberry Pi és una placa d'ordinador simple, composta per un SoC, CPU, memòria RAM, ports d'entrada i sortida d'àudio i vídeo, connectivitat de xarxa, ranura per targetes SD per emmagatzemament, rellotge, etc. En definitiva és un microordinador. Com a tal aquesta necessita d'un sistema operatiu, connectar perifèrics per poder interactuar com teclat, pantalla, etc.[10]

### 5.3 Elecció de la placa

Tot i que Arduino i Raspberry Pi són dos productes amb finalitats molt diferents, la seva gran versatilitat genera un ampli marge de possibilitats.

Arduino aporta una major facilitat a l'hora de connectar-se, gràcies a les entrades digitals i analògiques. També és un factor a tenir en compte la facilitat per controlar-les a través del seu software, cosa que aporta una gran versatilitat.

En canvi, Raspberry Pi té una major capacitat de càlcul i freqüències de treball molt més elevades.

Pel que respecta al software, una placa Arduino executa immediatament la tasca per la qual ha estat programada mentre que Raspberry Pi requereix un sistema operatiu complet per poder funcionar, per tant el seu inici és més lent.

En definitiva, Arduino és més funcional per projectes que no requereixen gran volum de càlculs, i per tant serà la plataforma seleccionada per desenvolupar el projecte.[11]

Al mercat hi ha moltes més plaques d'Arduino, amb una primera selecció les que s'han trobat més adients per les necessitats del projecte són les que es comparen a continuació:

### 5.3.1 Arduino Uno

Placa Arduino Uno (Figura 7). Basada en el microcontrolador Atmel ATmega328 de 8 bits a 16MHz que funciona a 5 V. Pel que fa a la memòria és una de les plaques més limitades, però suficient per a la majoria de projectes. La tensió recomanada d'alimentació és de 7-12 V. Pel que fa a entrades i sortides digitals, disposa de: 14 pins digitals (6 dels quals PWM), i 6 entrades analògiques. Aquests pins digitals poden suportar fins a 20 mA en entrades que treballen a 5 V i 50 mA en entrades de 3,3 V. El seu preu ronda els 20 €.[12]



[87]

Figura 7: Arduino uno rev 3.

### 5.3.2 Arduino Mega

Placa Arduino Mega (Figura 8). Basada en el microcontrolador ATmega2560. Aquest xip treballa a 16MHz i amb un voltatge de 5V. La capacitat de processat és millor que la que presenta Arduino Uno. Disposa de 54 pins digitals (15 dels quals PWM) i 16 pins analògics. La principal diferència amb Arduino Uno és el nombre de pins. El seu preu ronda els 42 €.[13]



[88]

Figura 8: Arduino Mega.

### 5.3.3 Arduino Due

Placa Arduino Due (Figura 9). Basada en el microcontrolador Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 de 32 bits. Aquest xip treballa a 84 MHz i amb un voltatge de 3,3V. Aporta una potència de càlcul molt superior als microcontroladors anteriors, per això és idoni per aquells projectes que necessitin una gran capacitat de processament, ja que permet realitzar operacions amb dades de 4 bytes en un sol cicle de rellotge.



[89]

Figura 9: Arduino Due



Disposa de 54 pins digitals (12 dels quals PWM, que suporten corrents fins a 130 mA), 12 entrades analògiques, 2 sortides analògiques (que suporten corrents fins a 800mA)

El seu preu ronda els 44 €.[14]

### 5.3.4 Placa escollida

Després de comparar les diferents opcions disponibles, finalment el projecte es desenvoluparà fent ús de la placa Arduino Uno. Això és degut als següents factors:

- No és necessària una gran capacitat de càlcul
- No seran necessaris més de 1 pin de sortida i 2 entrades analògiques
- Treballa amb tensió de sortida de PWM de 0-5 V
- És més econòmica
- Permet generar un senyal PWM de 62.5KHz, el qual ja es considera prou per dissenyar un convertidor de dimensions acceptables.

El fet que permeti treballar amb els pins de sortida de 0-5 V és un gran avantatge respecte dels altres, ja que permetrà treballar amb MOSFET de nivell lògic i facilitarà molt la part del driver del MOSFET.

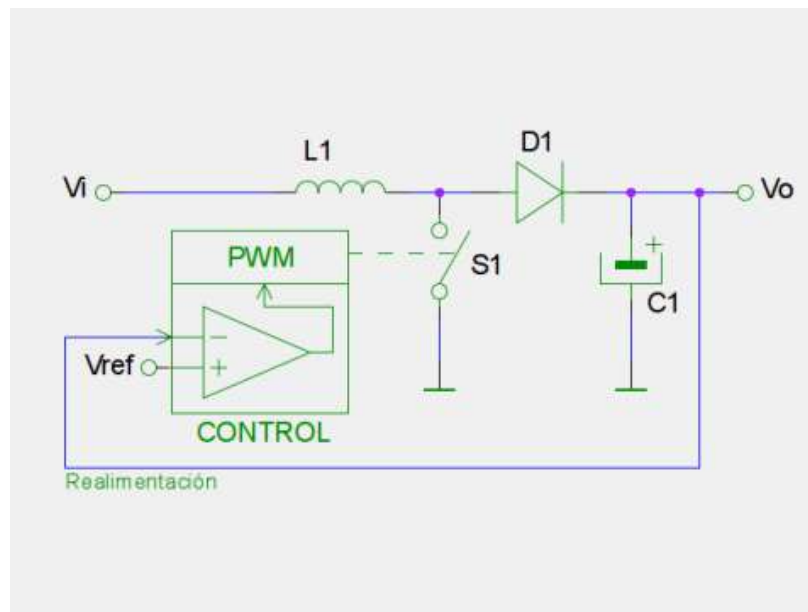
Veient les particularitats del sistema, el següent pas és el del disseny del convertidor elevador que satisfaci les necessitats d'aquest.

## Capítol 6: El convertidor

### 6.1 Principi de funcionament

El convertidor elevador o “boost converter” serveix per transformar una tensió d'entrada d'alimentació unipolar ( $V_{\text{panell}}$ ) en una de sortida contínua de major valor ( $V_{\text{bat}}$ ).

A la Figura 10 es pot veure l'estructura del convertidor boost. Mitjançant un interruptor electrònic (transistor) S1, es curtcircuita a massa la bobina L1, que es carrega d'energia, mentre que C1 és l'encarregat d'alimentar la càrrega connectada a  $V_{\text{bat}}$  (quan no condueix el díode, quan condueix alimenta la càrrega, la bobina més condensadors). Quan S1 es torna a obrir, l'energia que ha emmagatzemat L1 arriba a través del díode D1 fins a C1, carregant-lo amb una tensió major que  $V_{\text{panell}}$ . El díode D1 impedeix que es curtcircuiti a massa C1 mentre S1 està tancat.



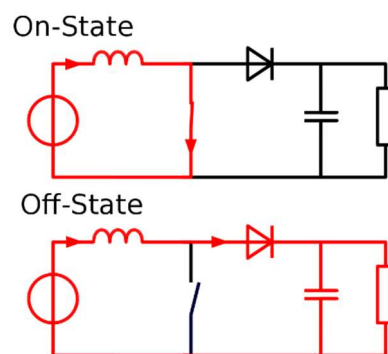
[15]

Figura 10: esquema convertidor elevador boost.

El convertidor té dos modes de funcionament: mode de conducció contínua (MCC) i mode de conducció discontinua (MCD). [16]

## 6.2 Mode de conducció contínua (MCC)

En aquest mode el corrent a través de l'inductor ( $I_L$ ) mai arriba a ser zero. Hi ha dues etapes: ON i OFF.



[17]

Figura 11: estats del convertidor en mode conducció contínua.

Com es pot veure a la Figura 11, durant l'estat ON, el transistor està tancat i el díode no condueix. Això fa que la tensió  $V_{\text{panell}}$  estigui als extrems de l'inductor, causant un canvi a  $I_L$ .

En canvi, durant l'estat OFF el commutador està obert i condueix el díode. El corrent de l'inductor flueix a través de la càrrega (carregant també el condensador).



### 6.3 Mode de conducció discontinua (MCD)

El mode de conducció discontinua, presenta tres estats. Els dos primers són idèntics als presentats al mode de conducció contínua i el tercer es presenta quan el díode i el MOSFET estan bloquejats (no condueixen).

El tercer estat apareix a causa que l'inductor té temps suficient per descarregar per complet l'energia emmagatzemada.[18] L'esquema equivalent de les tres topologies és el de la Figura 12.

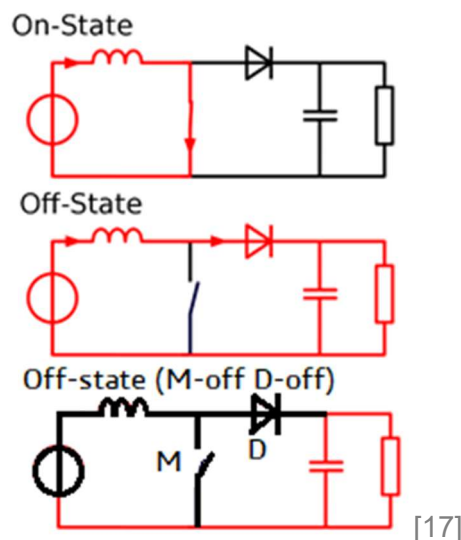


Figura 12: estats del convertidor en mode conducció discontinua.

La Figura 13 mostra la forma d'ona de corrent i voltatge de l'inductor i l'estat del MOSFET en cadascun dels tres estats diferents.

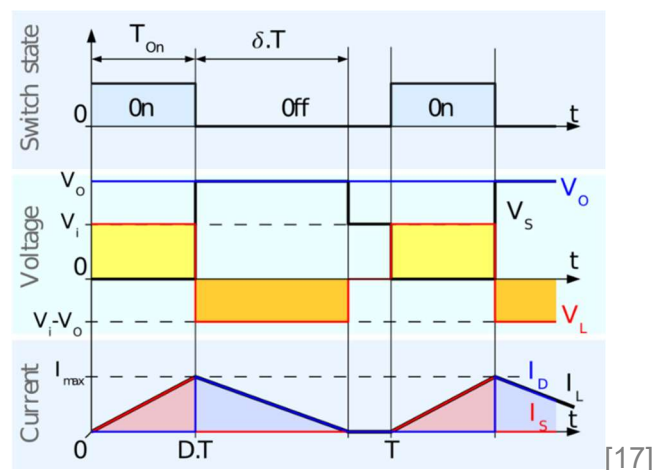


Figura 13: formes d'ona boost mode conducció discontinua.

La part vermella correspon a l'estat ON (corrent creixent, MOSFET condueix), la part blava a l'estat OFF (corrent decreixent, díode condueix) i la part en què el corrent és zero, correspon al tercer estat (no corrent a l'inductor).

## 6.4 Mode de funcionament escollit

Tenint present les necessitats d'aquest projecte: una variació d'IL petita i la necessitat d'aplicar la màxima energia possible (dintre dels marges marcats pel procés de càrrega) a la càrrega s'optarà per fer servir el MCC.

## 6.5 Cicle de treball

Idealment el cicle de treball va de 0 a 1, on la tensió de sortida tendeix a infinit a mesura que es va apropant a 1.

A la pràctica, l'inductor presenta elements no ideals que provoquen que s'acabi comportant com un inductor ideal amb una resistència sèrie. A la Figura 14 es mostra l'efecte de la resistència sèrie de la bobina a mesura que varia el cicle de treball i el valor de la resistència sèrie.

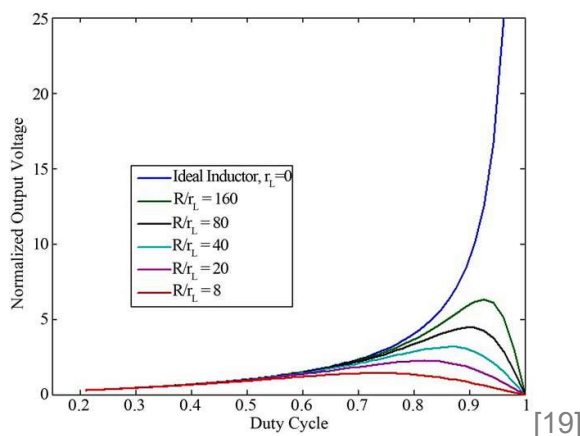


Figura 14: efecte de la no idealitat en la bobina.

Per tant, a mesura que es va augmentant el cicle de treball, també ho fan les pèrdues. Arriba el punt en què el rendiment és tan baix que en comptes d'eleva la tensió de sortida, la baixa. Com a precaució davant aquest problema en aquest projecte el cicle de treball del convertidor estarà limitat entre 0-0,9.

El "Duty cycle" o cicle de treball (D), caracteritza el senyal PWM que controla l'estat de l'interruptor electrònic, determina la relació entre la tensió d'entrada i la tensió de sortida.

La relació que es compleix en MCC és:

$$D = 1 - (V_{\text{panell}}/V_{\text{bat}})$$

*Fórmula 1: relació  $V_{\text{panell}}$  i  $V_{\text{bat}}$*

Si la tensió d'entrada  $V_{\text{panell}}$  fos constant, només caldria assignar un valor constant de cicle de treball. A la pràctica  $V_{\text{panell}}$  no té per què ser constant i pot tenir pujades o baixades, especialment si es vol extreure molta energia. Si l'ona quadrada generada per controlar el transistor té un cicle de treball constant, les fluctuacions a l'entrada es

transmetran directament a la tensió de sortida. Per aquest motiu no serveix implementar un cicle de treball constant sinó que caldrà que  $D$  vagi variant contínuament per aconseguir una tensió de sortida constant, disminuint  $D$  quan  $V_{\text{panell}}$  pugi i augmentant  $D$  quan  $V_{\text{panell}}$  baixi.

A conseqüència d'aquesta situació, l'ona quadrada que controla l'interruptor  $S1$  (Figura 10) té una freqüència constant i un ample de pols variable.[16]

## 6.6 Freqüència de commutació

Pel que fa a la freqüència de commutació, té una relació inversament proporcional amb la capacitat de la bobina  $L1$  i la del condensador  $C1$ . Per tant sempre es procura escollir una freqüència suficientment elevada per no tenir uns components molt voluminosos.

També cal tenir en compte que amb major freqüència s'obté menor eficiència, a causa de les pèrdues per commutació del díode i del MOSFET, per tant s'ha d'establir un valor que no comprometi gaire el volum dels components ni les pèrdues.

## 6.7 Requeriments

Cal treballar amb la màxima potència que sigui capaç de donar el panell.

Per dimensionar el convertidor s'ha de tenir en compte sempre el pitjor cas possible. El convertidor haurà de ser capaç d'assolir un  $V_{\text{bat}}$  de 14,4 V i un  $I_{\text{bat}}$  d'1A (potència màxima) amb  $V_{\text{panell}}$  que pot oscil·lar entre 0 V i 7,2 V. Tenint en compte la corba d'entrega de potència del panell, el rendiment del convertidor i els valors de  $V_{\text{bat}}$  i  $I_{\text{bat}}$  desitjats és possible establir el rang de  $V_{\text{panell}}$  amb els que es pot arribar a la consigna desitjada.

$$V_{\text{panell}} * I_{\text{panell}} = \frac{V_{\text{bat}} * I_{\text{bat}}}{\text{rendiment tant per u}}$$

*Fórmula 2: balanç de potència panell.*

La Fórmula 2 fa referència al balanç de potències, és a dir: l'energia disponible a la càrrega és la que entrega el panell solar però restant les pèrdues del convertidor. Fent ús de la Fórmula 2 és possible dur a terme una aproximació dels límits de la tensió d'entrada al convertidor ( $V_{\text{panell}}$ ) per aconseguir els valors desitjats a la càrrega. Coneixent l'energia necessària a la càrrega, només cal buscar el rang de tensions on el panell dona la suficient energia (tenint en compte el rendiment del convertidor). Per fer els càlculs se suposa un rendiment del 85%.

- Potència màxima (taronja Figura 15):

$$I_{\text{panell}} = \frac{14.4V * 1A}{0.85 * V_{\text{panell}}}$$

- Potència mínima (verd Figura 15):

$$I_{panell} = \frac{14.4V * 0.25A}{0.85 * V_{panell}}$$

- Voltatge mínim (groc Figura 15):

$$I_{panell} = \frac{10.4V * 1A}{0.85 * V_{panell}}$$

Les interseccions amb la corba intensitat-voltatge (blau) donen els punts en què el panell aporta la potència necessària per assolir la consigna marcada pel procés de càrrega.

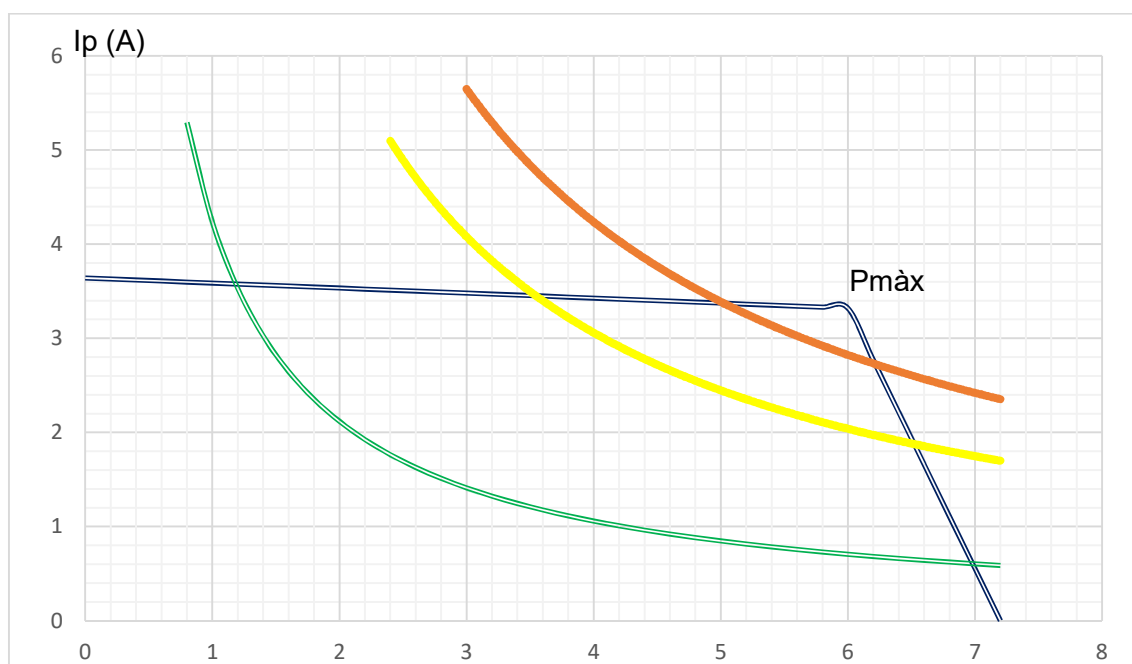


Figura 15: establiment rang tensió panell.

Vp

Taula 1: rang funcional del panell solar.

punts de tall	Vp min	Vp max	rendiment 85%
potència max	5V	6,2V	Vbat=14,4V Ibat=1 A
voltatge min	3,6V	6,5V	Vbat=10,4V Ibat=1 A
potència min	1,2 V	7V	Vbat=14,4V Ibat=0,25 A

A la taula 1 trobem els resultats dels punts de tall de les corbes de potència amb la corba aproximada de voltatge-intensitat dels dos panells en paral·lel.

Per tant en el cas de potència màxima de càrrega el panell operarà entre 5 V i 6,2 V.

En el cas de voltatge mínim (inici de la càrrega) operarà entre 3,6 V i 6,5 V. En el cas de potència mínima (final del procés de càrrega) el panell operarà entre 1,2 V i 7 V.

Per determinar el rang es fan servir els punts de tall situats més a la dreta, ja que són els més propers al punt de màxima potència.

Tenint present la *Fórmula 1*, quan  $D$  és zero implica que  $V_{bat} = V_{panell}$ , a mesura que el cicle de treball vagi augmentant la tensió del panell anirà disminuint fins a arribar a un punt de la corba voltatge-corrent que satisfaci les necessitats de potència. Per tant, si s'opera amb els valors de  $V_{panell}$  situats a la dreta del punt de màxima potència, s'assegura que en fer canvis en el cicle de treball, sempre s'estarà treballant proper al punt de màxima potència del panell.

## 6.8 Càlcul de components del convertidor

Per fer el càlcul dels components i assegurar que s'escull el pitjor cas, s'ha treballat amb totes les combinacions possibles (detallades en el full de càlcul a l'annex 1- Càlculs).

### 6.8.1 Càlcul cicle de treball ( $D$ )

Fent servir la *Fórmula 1* i tenint en compte els resultats de la *Taula 1*, s'obtenen els següents resultats:

Cicle de treball mínim ( $V_{bat}=10.4$  V):  $D_{min} = 1 - \frac{6.5}{10.4} = 0.375$

Cicle de treball màxim ( $V_{bat}=14.4$  V):  $D_{màx} = 1 - \frac{6.2}{14.4} = 0.569$

### 6.8.2 Càlcul Bobina ( $L$ )

Els càlculs es fan imposant que arribat en conducció contínua  $\leq 50\%$ . En el càlcul de la inductància mínima per assegurar que el convertidor treballi en mode de conducció constant es fa servir la *Fórmula 3*.

$$L > \frac{1}{p} * R * D * (1 - D)^2 * \frac{1}{F_s}$$

*Fórmula 3: inductància mínima per assegurar mode conducció contínua.*

on  $p$  = arribat d'iL en tant per u i  $F_s$ = freqüència del senyal PWM, 62,5 KHz.

Cal comentar que  $R$  i  $D$  estan relacionats, això afecta al càlcul del pitjor cas en la *Fórmula 3*.

El pitjor cas serà  $D=0.521$  amb  $R= 14.4\Omega /0.25A$

Per tant :

$$L > \frac{1}{0.5} * \frac{14.4}{0.25} * 0.521 * (1 - 0.521)^2 * \frac{1}{62500} \rightarrow L > 219\mu H$$

Pel càlcul de la intensitat mitja a l'inductor(*Fórmula 4*), cal seleccionar la situació en què  $D$  és major,  $D=0,569$ .

$$IL = \frac{1}{1-D} * Io$$

*Fórmula 4: intensitat mitjana a l'inductor.*

Fent servir la Fórmula 4 s'obté un corrent mitja a l'inductor de 2,32 A.

$$IL = \frac{1}{1-0.569} * 1 = 2.32 A$$

Per dur a terme el càlcul del corrent màxim per l'inductor (Fórmula 6) és necessari calcular la variació del corrent ( $\Delta IL$ ).

$$\Delta IL = \frac{V_{panell}}{L} * D * \frac{1}{F_s}$$

*Fórmula 5: càlcul variació intensitat a l'inductor.*

Fent servir la Fórmula 5 on el pitjor cas és  $V_p = 6,9 V$  i cicle de treball = 0,521.  $F_s$  és igual a la freqüència de mostreig i  $L$  el valor de la inductància mínima calculada anteriorment. Amb els paràmetres anteriors s'obté un valor de  $\Delta IL$  de 0,261 A.

$$\Delta IL = \frac{6,9}{220\mu} * 0.521 * \frac{1}{62.5k} = 0.261 A$$

Amb el valor de  $\Delta IL$  ja és possible calcular el corrent màxim de l'inductor. Per calcular el valor del corrent màxim es fa servir la Fórmula 6.

$$IL_{max} = IL + \frac{\Delta IL}{2}$$

*Fórmula 6: intensitat mitjana màxima a l'inductor.*

$$IL_{max} = 2.32 + \frac{0.261}{2} = 2.45 A$$

Un altre paràmetre important per escollir l'inductor és el corrent eficaç. Per calcular-ho es fa servir la Fórmula 7. Les variables que apareixen a la fórmula ja han estat calculades en aquest apartat.

$$IL_{rms} = \sqrt{((IL)^2 + \frac{(\Delta IL)^2}{12})}$$

*Fórmula 7: corrent eficaç a l'inductor.*

El resultat és:

$$IL_{rms} = \sqrt{((2.32)^2 + \frac{(0.261)^2}{12})} = 2.32 A$$

### 6.8.3 Càlcul condensador (C)

Pel càlcul de la capacitat mínima del condensador es fa servir la Fórmula 8, aquesta depèn de l'efecte de la resistència sèrie equivalent del condensador (ESR), el corrent

de sortida  $I_{bat}$ , la freqüència de commutació  $F_s$ , el cicle de treball  $D$  i la variació del voltatge de sortida  $\Delta V_{bat}$ . S'imposa  $\frac{\Delta V_{bat}}{V_{bat}} \leq 1\%$

$$\Delta V_{bat} = \frac{I_{bat}}{C} * \frac{D}{F_s} + r_c * I_{L,max}$$

*Fórmula 8: variació de la tensió de sortida del convertidor.*

Per tenir en compte l'efecte de l'ESR del condensador, es farà servir un model, en què dos terços de la  $\Delta V_{bat}$  són a causa de l'ESR ( $r_c * I_{L,max}$ ) (Fórmula 9) i l'altre terç per la capacitat necessària.

$$\frac{2}{3} \Delta V_{bat} = r_c * I_{L,max}$$

*Fórmula 9: efecte ESR en l'arissat de la tensió de sortida.*

El pitjor cas és per voltatge mínim, per tant  $\Delta V_{bat} = 10,4 * 0,01 = 0,104 V$ . El resultat és:

$$r_c = \frac{2 * 10,4 * 0,01}{3 * 2,45} = 0,0283 \rightarrow 28,3 m\Omega$$

Amb el valor de  $r_c$  i la Fórmula 8 ja es pot calcular la capacitat mínima del condensador:

$$C \geq \frac{I_{bat} * D}{(\Delta V_{bat} - r_c * I_{L,max}) * F_s} \rightarrow \frac{1 * 0,569}{(0,104 - 0,0283 * 2,45) * 62500} \rightarrow C \geq 262,8 \mu F$$

El corrent eficaç que circula pel condensador també és important per la selecció d'aquest. Pel seu càlcul es fa servir la Fórmula 10, que depèn del cicle de treball  $D$ , el corrent eficaç de l'inductor  $I_{L,rms}$  i el corrent de sortida  $I_{bat}$ .

$$I_{c,rms} = \sqrt{(1 - D) * I_{L,rms}^2 - I_{bat}^2}$$

*Fórmula 10: corrent eficaç del condensador.*

El resultat és:

$$I_{c,rms} = \sqrt{(1 - 0,569) * 2,32^2 - 1} = 1,15 A$$

El corrent eficaç màxim que circularà pel condensador és de 1,15 A.

#### 6.8.4 Càlcul díode

Els paràmetres importants a l'hora de seleccionar el díode són: tensió càtode-ànode màxima ( $V_{ka,max}$ ), intensitat mitjana i intensitat màxima.

La tensió càtode-ànode màxima es calcula amb la Fórmula 11

$$V_{ka,max} = V_{bat,max}$$

*Fórmula 11: tensió càtode ànode.*

El resultat és:

$$V_{ka,max} = 14.4V$$

La intensitat mitjana del díode, depèn del cicle de treball D i el corrent mitjà de l'inductor IL (Fórmula 12).

$$I_{díode} = (1 - D) * IL$$

*Fórmula 12: intensitat mitjana díode.*

El resultat és:

$$I_{díode} = (1 - 0.569) * 2.32 = 1 A$$

$$I_{díode,max} = I_{L,max}$$

*Fórmula 13: intensitat màxima díode.*

El valor de la intensitat màxima pel díode, com mostra la Fórmula 13 és igual a la intensitat màxima de l'inductor, és a dir,  $I_{díode,max} = 2,45 A$ .

### 6.8.5 Càlcul MOSFET

Els paràmetres importants a l'hora de seleccionar el MOSFET són: tensió drenador font màxima ( $V_{ds,max}$ ), corrent mitjà ( $I_{MOSFET}$ ) i corrent màxim ( $I_{MOSFET,max}$ ).

Pel càlcul de la tensió drenador font màxima, es fa servir la Fórmula 14. Aquesta depèn de la tensió de sortida del convertidor  $V_{bat,max}$ .

$$V_{ds,max} = V_{bat,max}$$

*Fórmula 14: tensió drenador-font.*

El resultat és:

$$V_{ds,max} = 14,4 V$$

Es fa servir la Fórmula 15 pel càlcul del corrent mitjà del díode. Aquesta depèn del cicle de treball D i el corrent mitjà de l'inductor IL.

$$I_{MOSFET} = D * IL$$

*Fórmula 15: corrent mitjà MOSFET.*

$$I_{MOSFET} = 0.569 * 2.32 = 1.323 A$$

Pel càlcul del corrent màxim es fa servir la Fórmula 16. Aquesta només depèn del corrent màxim de l'inductor  $I_{L,max}$ .

$$I_{MOSFET,max} = I_{L,max}$$

*Fórmula 16: intensitat màxima transistor.*

El corrent màxim del MOSFET és de 2,45 A.



## 6.9 Selecció de components del convertidor

### 6.9.1 Selecció inductor

Per la selecció de l'inductor s'han tingut en compte els paràmetres calculats a l'apartat 6.8.2.

Com l'espai en aquest cas no és un problema, s'ha optat per escollir un inductor amb major intensitat màxima. Contra major sigui la intensitat màxima suportada, major serà la secció del cable i seran menors les pèrdues en alta freqüència. L'inductor escollit pel muntatge del convertidor ha estat l'inductor radial Murata Figura 16 (referència: 1422 455C)



[20]

Figura 16: inductor radial Murata referència 1422455C.

L'inductor escollit presenta les següents característiques:

- $I_{dc} = 5.5A$
- $R_{dc} = 62 \text{ m}\Omega$
- $220\mu H$

### 6.9.2 Selecció condensador

Per la selecció del condensador s'han tingut en compte els requisits mínims calculats a l'apartat 6.8.3. En aquest cas es prioritza que suporti un voltatge major a 20 V i que l'ESR sigui petita, reduint així el nombre de condensadors que s'han de posar en paral·lel amb motiu de rebaixar aquest factor de pèrdua. En aquest cas el condensador escollit ha estat el Panasonic amb número de referència 667-EEU-FR1E102 mostrat a la Figura 17:



[21]

Figura 17: condensador 1000uF.

El condensador escollit presenta les següents característiques:

- $V_{c,max} = 25 \text{ V}$
- Temperatura màxima =  $105^\circ \text{C}$

- $I_{c,rms} = 2,18 \text{ A}$
- Capacitat = 1000  $\mu\text{F}$

### 6.9.3 Selecció díode

Per la selecció del díode s'han tingut en compte els paràmetres calculats a l'apartat 6.8.4. Seguint el mateix criteri que amb l'inductor es tendeix a sobredimensionar el díode amb la intenció de reduir les pèrdues per conducció. El díode escollit és el SB650A1635G, mostrat a la Figura 18.



[22]

Figura 18: díode escollit.

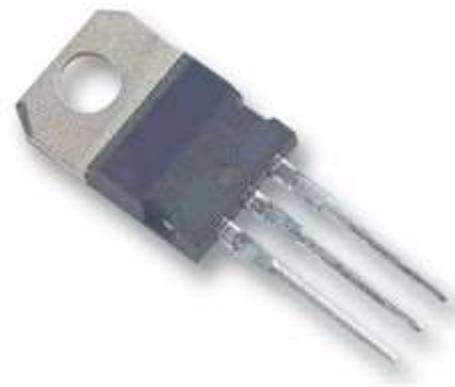
El díode seleccionat presenta les següents característiques:

- $I_{dc} = 5 \text{ A}$
- $I_{pic} = 220 \text{ A}$
- $V_{max} = 60 \text{ V}$

### 6.9.4 Selecció MOSFET

La selecció del MOSFET és un punt clau en el projecte. Interessa que tingui un temps de resposta baix i poques pèrdues per conducció.

Hi ha diferents tipus de MOSFET. En aquest cas es farà servir un MOSFET de canal N. La primera selecció va ser l'IRF520N, que compleix amb tots els requisits mínims calculats a l'apartat 6.8.5 i a més és capaç de ser activat per les sortides digitals d'Arduino Uno. Ha estat objecte de les primeres proves, però finalment va ser substituït per l'IRL540N (Figura 19). Aquest també compleix els requisits mínims calculats a l'apartat 6.8.5 i a més està fet per treballar a nivell lògic. Per tant aquest pot ser



[90]

Figura 19: MOSFET IRL540N.

activat per les sortides digitals d'Arduino Uno. El principal avantatge respecte de l'IRF520 és una menor resistència ( $R_{ds}$ ) i una  $V_{GS}$  llindar de 2V, per tant menys pèrdues per efecte Joule.[23]

## 6.10 Proves de comandament del MOSFET

### 6.10.1 Generació PWM d'alta freqüència amb Arduino Uno

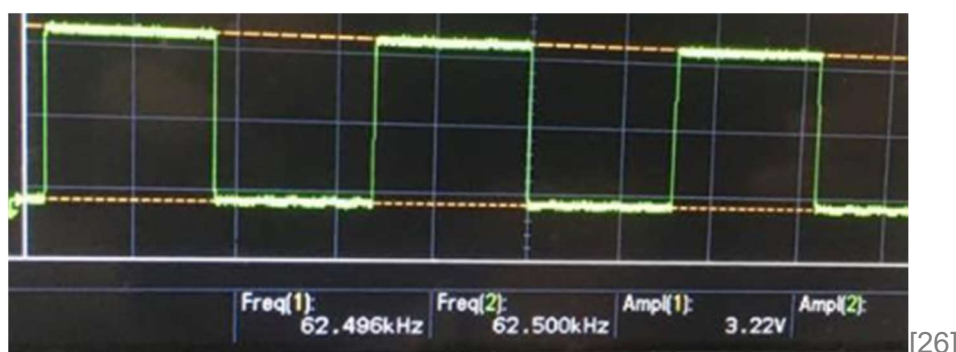
Arduino Uno disposa de tres timers. Per generar el senyal PWM fa servir el timer\_0. Amb els valors preestablerts de fàbrica, Arduino Uno genera un senyal PWM d'1 KHz. El seu rellotge treballa a 16 MHz i la seva estructura és de 8 bits. Mirant el funcionament del timer\_0 es pot veure que el senyal generat inicialment és de 62,5 KHz ( $16 \text{ MHz}/2^8$ ) però en aquesta es duu a terme un divisor de freqüència (Taula 2):

Taula 2: registres timer\_0 Atmel Mega 16u2.

CS02	CS01	CS00	Description
0	0	0	No clock source (Timer/Counter stopped)
0	0	1	$\text{clk}_{\text{IO}}/(\text{No prescaling})$
0	1	0	$\text{clk}_{\text{IO}}/8$ (From prescaler)
0	1	1	$\text{clk}_{\text{IO}}/64$ (From prescaler)

[24]

Aplicant un canvi en el registre de control del TCCR0B: (aplicant una mascara ) [25]  
 $\text{TCCR0B} = \text{TCCR0B} \& \text{B11111000} \mid \text{B00000001}$ , Arduino Uno és capaç de generar el senyal PWM de 62.5 KHz com es mostra en la Figura 20.



[26]

Figura 20: Arduino Uno generant senyal PWM de 62.5KHz.

### 6.10.2 Arduino és capaç d'activar el MOSFET amb càrrega?

En aquesta prova l'objectiu és concloure si mitjançant les sortides digitals de PWM d'Arduino Uno es pot activar el MOSFET IRF520N.

Com es mostra a la Figura 21, amb la tensió de sortida de 5 V, Arduino és capaç d'encendre i apagar l'IRF520N a una freqüència de 62,5 KHz amb una càrrega connectada. No obstant la resposta és massa lenta, per tant cal cercar un driver que permeti una resposta més ràpida. A la Figura 22 es mostra el muntatge per dur a terme la prova.

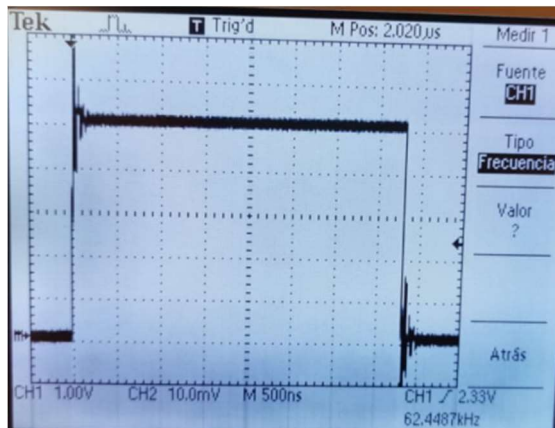


Figura 21: Prova funcionament MOSFET IRF520N governat per Arduino.

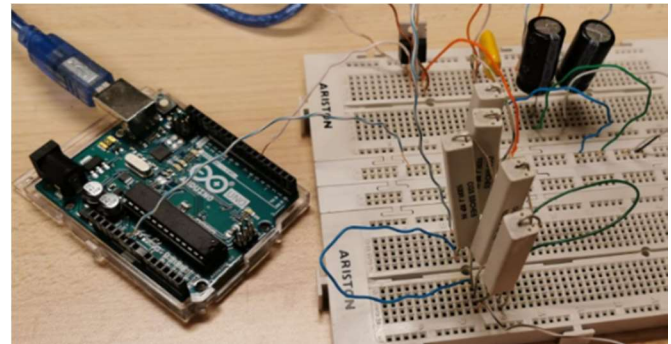


Figura 22: Arduino controlant MOSFET IRF520N amb càrrega (20 ohm).

Amb l'objectiu de millorar la resposta, es proposen tres alternatives de circuits diferents. Primerament es provaran en simulació i si el seu comportament en simulació és satisfactori, es durà a terme el muntatge en placa de proves (tots els components necessaris estan disponibles al laboratori de l'escola). Les diferents versions del driver es provaran amb una càrrega de 20  $\Omega$  i una tensió d'alimentació de 12 V. Per comparar-les entre elles es mesurarà el temps de resposta en la tensió drenador font  $V_{ds}$ .

### 6.10.3 Driver primera versió

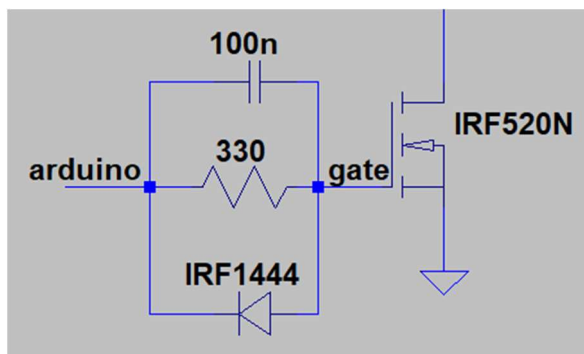


Figura 23: circuit driver primera versió.

El circuit de la Figura 23 compleix amb tots els requisits: limita el corrent per evitar que es cremi la sortida digital d'Arduino Uno, un díode en antiparal·lel per ajudar que la desactivació del MOSFET sigui més ràpida i el condensador per ajudar a l'activació del MOSFET.

### 6.10.3.1 Comportament en simulació driver primera versió

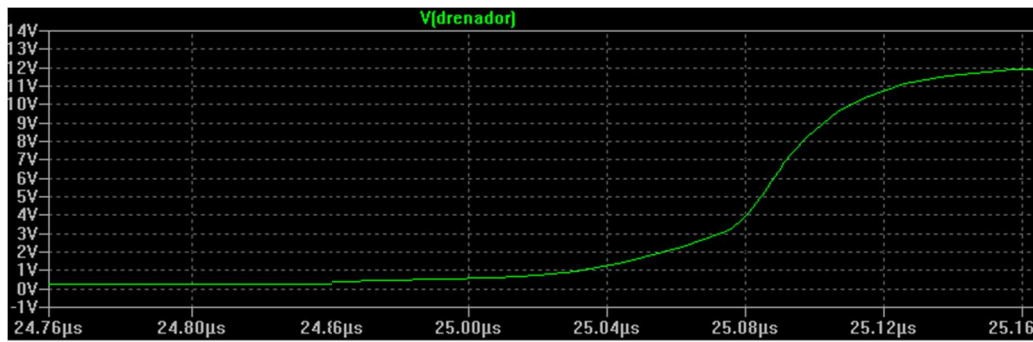


Figura 24: temps pujada driver primera versió.

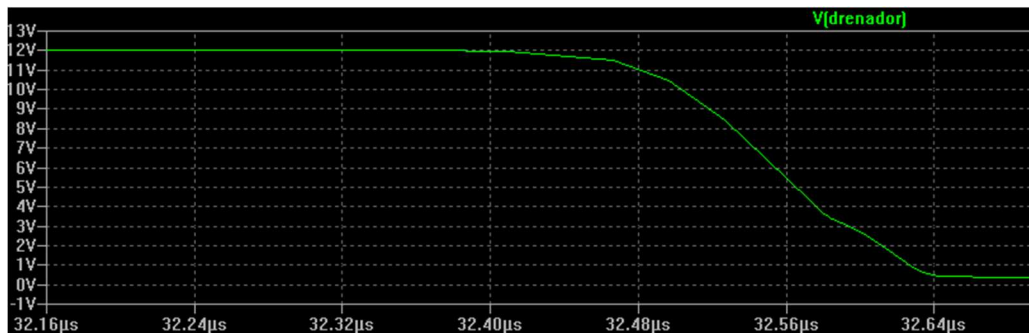


Figura 25: temps baixada driver primera versió.

A la Figura 24 i la Figura 25 es mostra el comportament de la primera versió del driver en simulació. Les imatges corresponen a la resposta a un senyal de 5 V a la porta del MOSFET amb una freqüència de 62,5KHz, amb una càrrega connectada de 20  $\Omega$  i una tensió  $V_{DS}$  de 15V.

Els resultats són:

- Temps pujada: 240 ns
- Temps baixada: 320 ns

### 6.10.3.2 Comportament en placa de proves driver primera versió

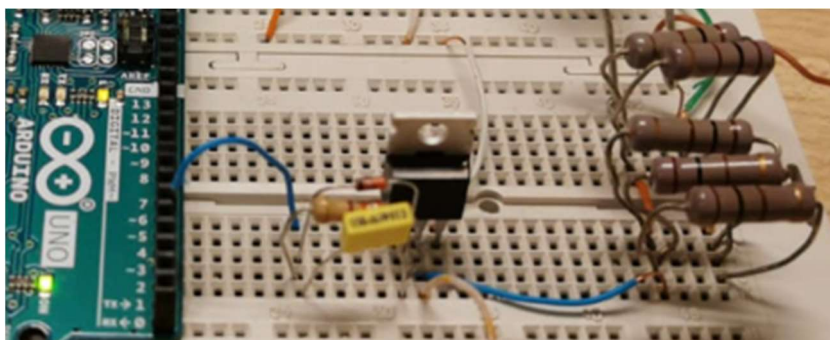


Figura 26: muntatge driver primera versió en placa de proves.



En el muntatge de la Figura 26 es fa servir la sortida digital cinc d'Arduino Uno per implementar el senyal de control del driver (5 V-62,5KHz). La càrrega connectada és de 20  $\Omega$  i la tensió d'alimentació de 12 V.

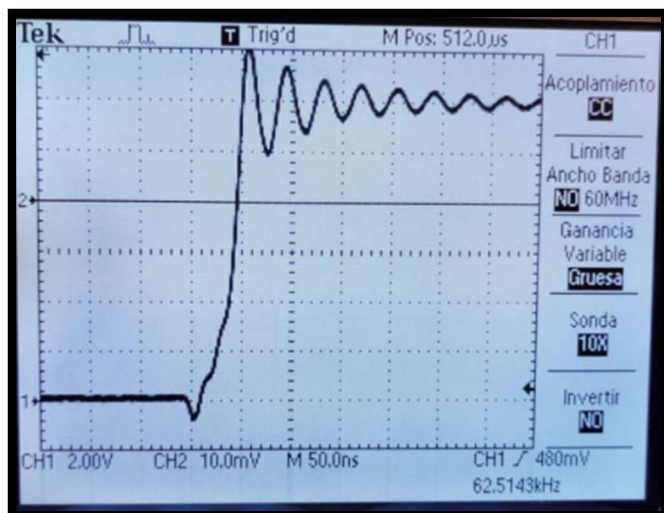


Figura 27: temps pujada driver primera versió.

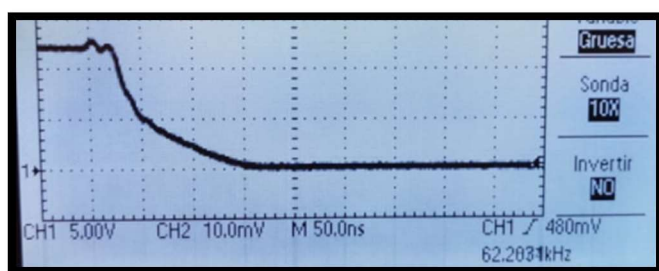


Figura 28: temps baixada driver primera versió.

A la Figura 27 i la Figura 28 es mostren els resultats obtinguts al laboratori:

- temps de pujada: 50 ns
- temps de baixada: 150 ns.

Si comparem els resultats obtinguts anteriorment en simulació, aquest driver té un comportament millor a l'esperat.

#### 6.10.4 Driver segona versió

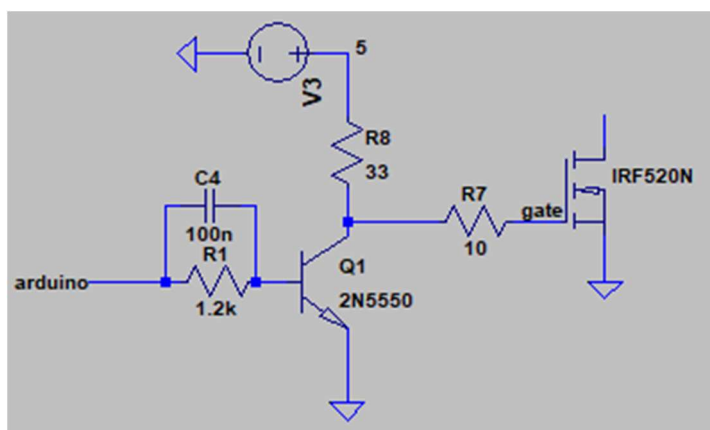


Figura 29: circuit driver segona versió.

En el circuit de la Figura 29 el senyal de control està invertit. Gràcies al transistor bipolar l'energia que arriba a la porta del MOSFET (gate) és major, aportant suposadament una millora en els resultats.

##### 6.10.4.1 Comportament en simulació driver segona versió

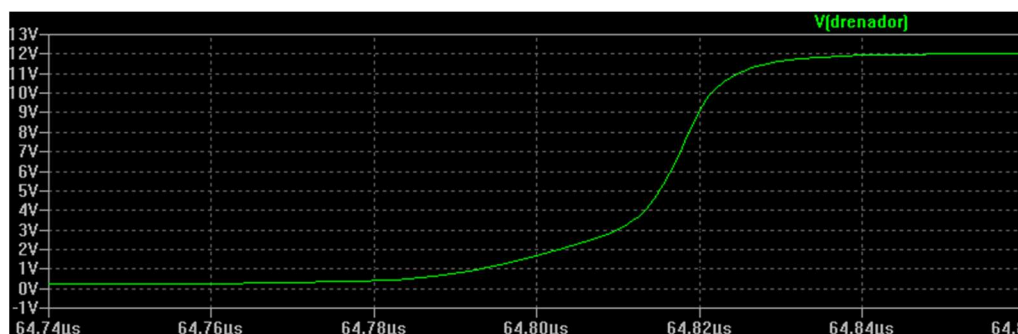


Figura 30: temps pujada driver segona versió.

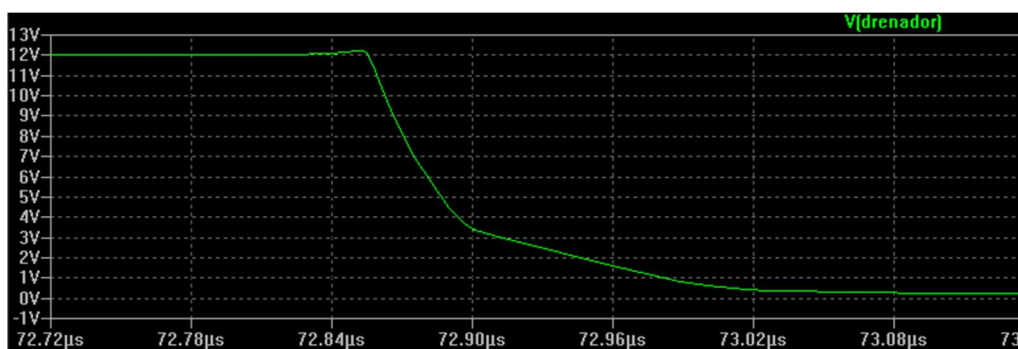


Figura 31: temps baixada driver segona versió.

La Figura 30 i la Figura 31 mostren el resultat d'aplicar en simulació les mateixes condicions imposades al driver primera versió (5 V-62,5 KHz-20  $\Omega$ ).

Els resultats són:

- Temps pujada: 80 ns
- Temps baixada: 220 ns

#### 6.10.4.2 Comportament en placa de proves driver segona versió

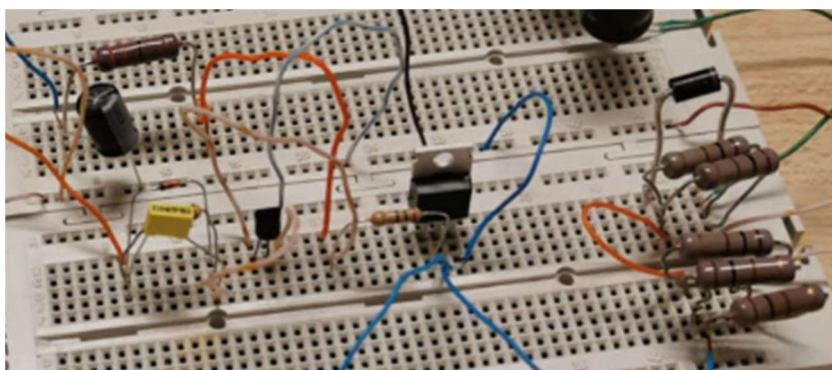


Figura 32: muntatge driver segona versió en placa de proves.

La Figura 32 mostra el muntatge del driver segona versió, s'han dut a terme diversos muntatges amb diferents longituds de cables i els resultats no varien significativament.

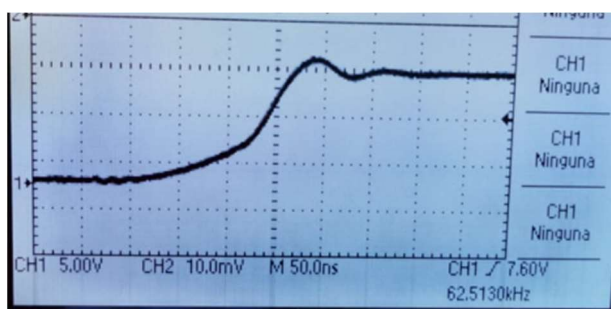


Figura 33: temps pujada driver segona versió.

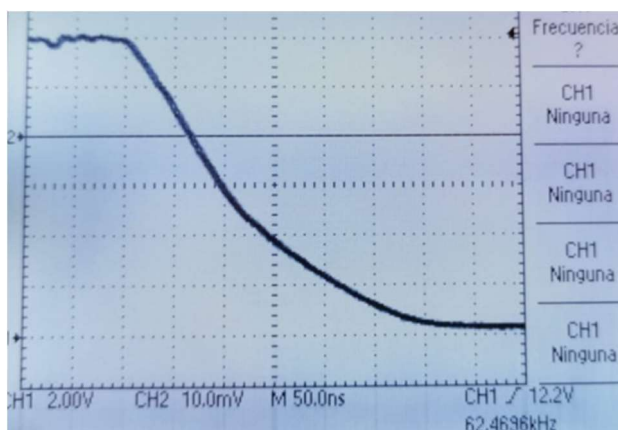


Figura 34: temps baixada driver segona versió.

La Figura 33 i la Figura 34 mostren el resultat d'aplicar les mateixes condicions de les proves anteriors (5 V-62,5 KHz-20  $\Omega$ ). Els resultats obtinguts són:

- Temps pujada: 180 ns
- Temps baixada: 300 ns

En aquest cas els resultats obtinguts són pitjors als trobats en simulació. Clarament amb el driver primera versió s'obtenen millors resultats.



### 6.10.5 Driver tercera versió

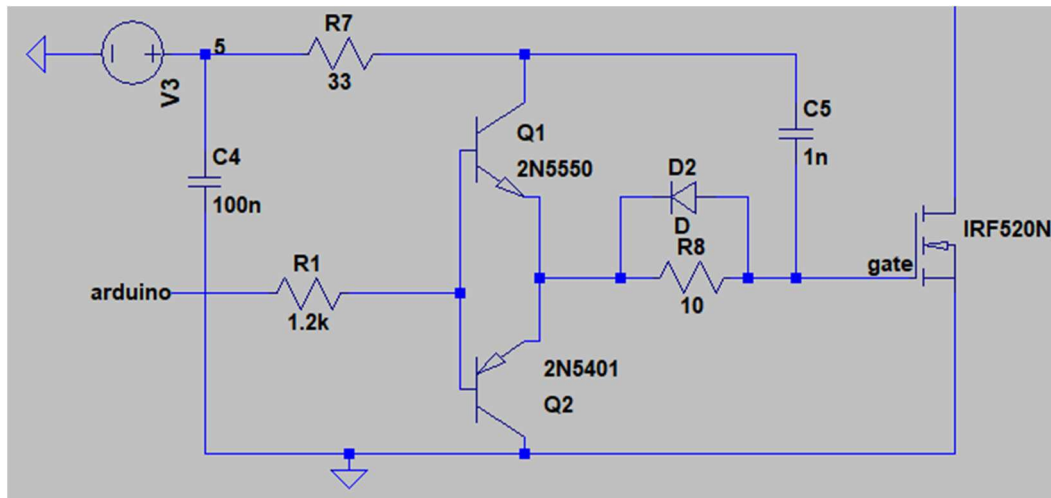


Figura 35: circuit driver tercera versió.

A la Figura 35 es pot veure un esquemàtic del circuit driver tercera versió. Aquest consisteix en un tòtem de transistors que fan la funció d'amplificar el senyal de control i a l'hora ajuda que la desconexió del transistor sigui més ràpida. Les resistències fan la funció de controlar el corrent i els condensadors possibiliten que sigui més ràpida l'activació.[27]

#### 6.10.5.1 Comportament en simulació driver tercera versió

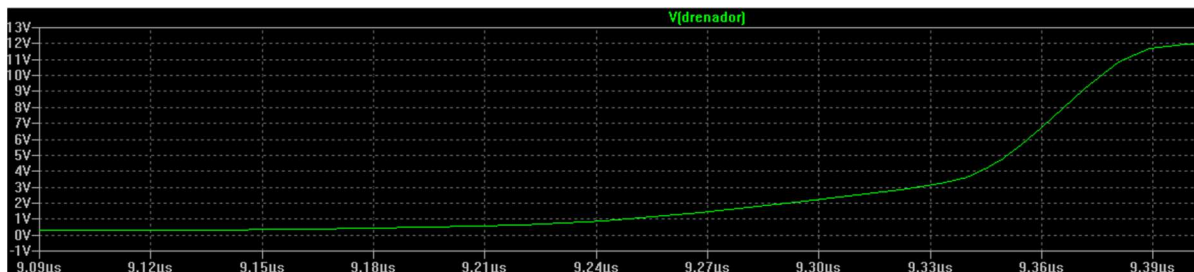


Figura 36: temps pujada circuit driver tercera versió.

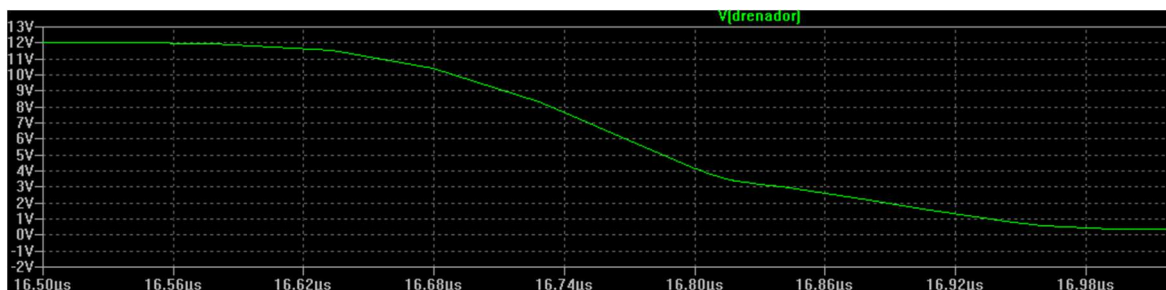
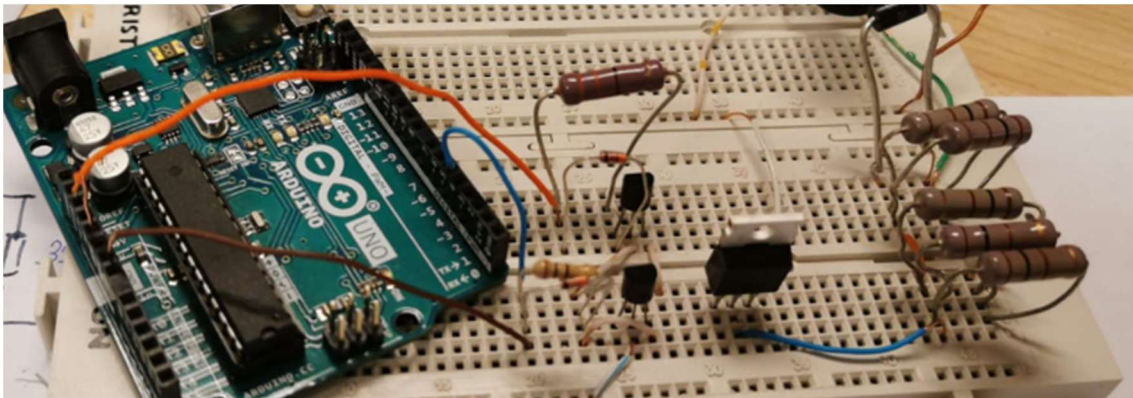


Figura 37: temps baixada circuit driver tercera versió.

La Figura 36 i la Figura 37 mostren els resultat d'aplicar les mateixes condicions de les proves anteriors (5 V 62,5 KHz 20  $\Omega$ ). S'obtenen els resultats següents:

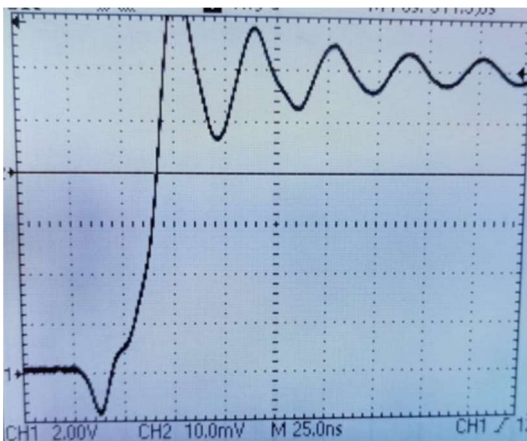
- Temps pujada: 270 ns
- Temps baixada: 440 ns

### 6.10.5.2 Comportament en placa de proves driver tercera versió

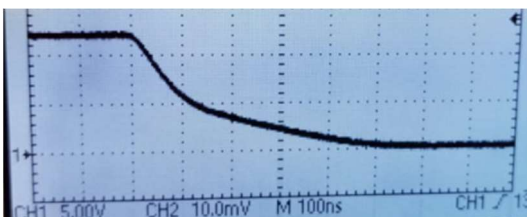


*Figura 38: muntatge circuit driver tercera versió en placa de proves.*

El circuit de la Figura 38 és el més complex dels tres, suposadament ha de ser el que millors resultats ofereixi. Però com ja s'havia mostrat en simulació, això no és així en aquest cas.



*Figura 39: temps pujada circuit driver tercera versió*



*Figura 40: temps baixada circuit driver tercera versió.*

Diferint en gran manera amb els resultats obtinguts en simulació, com es pot veure a la Figura 39 el temps de pujada és molt ràpid, en canvi el de baixada (Figura 40) és massa lent.

- Temps pujada: 45 ns
- Temps baixada: 500 ns

### 6.10.6 Comparació de resultats

Taula 3: comparació circuits control MOSFET.

	T.pujada simu	T.baixada simu	Temps pujada	Temps baixada
<b>Driver primera versió</b>	240 ns	320 ns	50 ns	150 ns
<b>Driver segona versió</b>	80 ns	220 ns	180 ns	300 ns
<b>Driver tercera versió</b>	270 ns	440 ns	45 ns	500 ns

Com es pot veure a la Taula 3, tot i que en simulació el driver versió 2 donava els millors resultats, en el muntatge a la placa de proves s'ha comprovat que no és així. El driver versió 3 té la pujada més ràpida dels tres però la baixada és molt més lenta. Per tant, el circuit escollit pel comandament del MOSFET és el driver primera versió (Figura 23), el més simple i alhora el que aporta millors resultats.

## 6.11 Validació del convertidor

El seguit de proves estan fetes amb un corrent de 0,5 A en la càrrega. Una de les opcions valorades tenint en compte que la radiació solar en què han estat testats els panells al laboratori (condicions "STC") correspon a un dia prou assolellat sense núvols i a migdia. És molt possible que la radiació que rebi el panell sigui menor a les condicions testades al laboratori, i per tant la potència generada al panell sigui menor. Tenint en compte la possibilitat de rebre menys radiació, és molt possible que la corba intensitat-voltatge calculada anteriorment (Figura 6) baixés l'entrega de corrent a un valor proper als 2 A (un valor una mica pessimista). Per tant en aquest punt el límit màxim del corrent d'entrada serà de 2 A (just el límit de la font de voltatge disponible al laboratori).

Cal tenir en compte que la bobina emprada per aquestes proves no és la definitiva (presentada anteriorment 6.9.1), sinó una amb major resistència i el mateix amb el díode, que en aquestes proves és el 1N5822.

### 6.11.1 Simulació amb IRF520

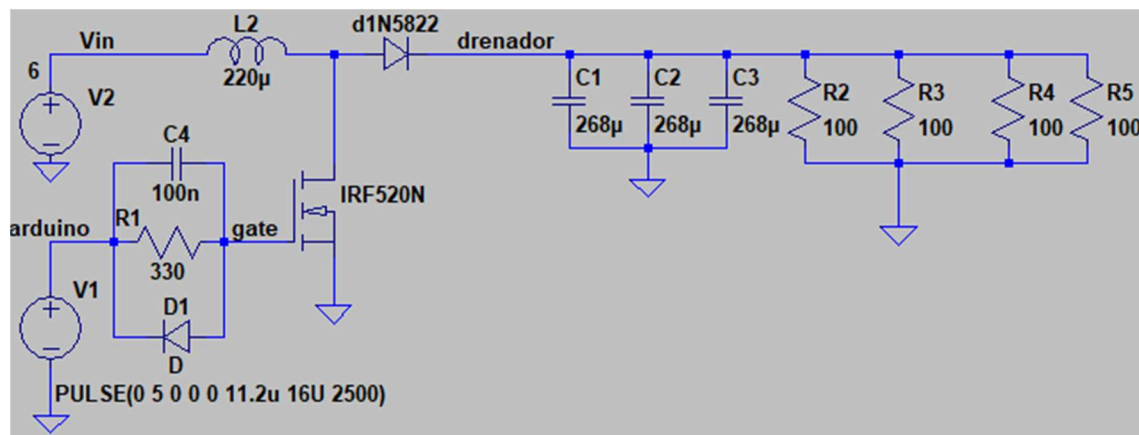


Figura 41: convertidor amb IRF520 simulació.

Com es pot veure en la Taula 4, amb el convertidor de la Figura 41 no és possible assolir la consigna de 14,4 V sense sobrepassar els 2 A de consum. Com tots els components estan disponibles al laboratori, es farà el muntatge per comprovar perquè no és possible assolir la consigna.

Taula 4: resultats simulació convertidor amb IRF520.

Duty	$V_{\text{panell}}$	$V_{\text{bat-simulació}}$
0.4	6V	9.2V
0.5	6V	10.8V
0.6	6V	12.6V
0.7	6V	Corrent >2 A
0.8	6V	Corrent >2 A

On  $V_{\text{panell}}$  és la tensió d'entrada al convertidor i  $V_{\text{bat}}$  la tensió de sortida.

### 6.11.2 Muntatge en placa de proves IRF520

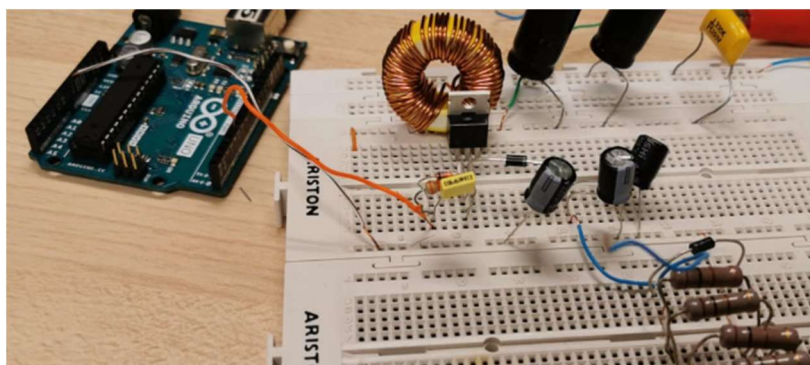


Figura 42: muntatge convertidor boost amb IRF520 en placa de proves.

Taula 5: resultats pràctics convertidor amb IRF520.

<i>Duty</i>	$V_{panell}$	$V_{bat}$	$V_{bat-simulació}$
0.4	6V	8.7V	9.2 V
0.5	6V	10.0V	10.8V
0.6	6V	11.6V	12.6V
0.7	6V	12.8V	Corrent >2 A
0.8	6V	Corrent >2 A	Corrent >2 A

Com es pot veure a la Taula 5, amb el muntatge de la Figura 42 no és possible arribar al voltatge necessari per al procés de càrrega de la bateria. S'observa que el transistor encara que funciona s'escalfa, cosa que no hauria de passar perquè indica que les pèrdues per conducció són elevades.

També s'escalfa una mica el díode. Es prova de canviar el MOSFET per veure si és suficient la millora de rendiment i s'arriba a la consigna marcada.

### 6.11.3 MOSFET de nivell lògic IRL540

Revisant el "datasheet" de l'IRF520 (Figura 43) es va arribar al motiu del sobreescalfament. L'IRL520 té una tensió llindar de 2-4 V, per tant amb els 5 V que pot donar Arduino Uno és suficient per activar-ho. Però no és suficientment gran per a aconseguir una  $R_{DS(on)}$  baixa. Els MOSFET acostumen a conduir correctament a partir de  $V_{GS}$  4 vegades superiors a la tensió llindar.



$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.20	$\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 5.7A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$

[28]

Figura 43: vgs IRL520.

Com mostra la Figura 43, la  $R_{DS(on)}$  de l'IRL520 és de  $0.2\Omega$  per una  $V_{GS}$  de 10V.

Cercant un MOSFET amb una tensió llindar i una  $R_{DS(on)}$  inferiors per aconseguir un rendiment millor en el convertidor es va trobar l'IRL540. Aquest MOSFET està dissenyat per ser accionat a nivell lògic.

$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.044	$\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 18A$ ④
		—	—	0.053		$V_{GS} = 5.0V, I_D = 18A$ ④
		—	—	0.063		$V_{GS} = 4.0V, I_D = 15A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.0	—	2.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$

[29]

Figura 44: vgs, Rds (on) de l'IRL540.

Seguint la relació de la Figura 44, es pot veure l'error en considerar la  $R_{DS(on)}$  de l'IRF520 en  $0.2\Omega$ . En la Figura 43 es mostra que la  $R_{DS(on)}$  amb una  $V_{GS}$  de 10 V és igual a  $0,2\Omega$ . Per tant en aplicar una  $V_{GS}$  de 5 V l' $R_{DS(on)}$  és encara major.

Tenint en compte les característiques favorables de l'IRL540 com la tensió llindar més baixa ( $V_{GS}=1V$ ) i la  $R_{DS(on)}=0,053\Omega$  es prova en simulació per examinar el seu comportament i comprovar si amb l'IRL540, és capaç el convertidor d'assolir la consigna de 14,4 V amb un corrent de 0,5 A.

#### 6.11.4 Simulació amb IRL540

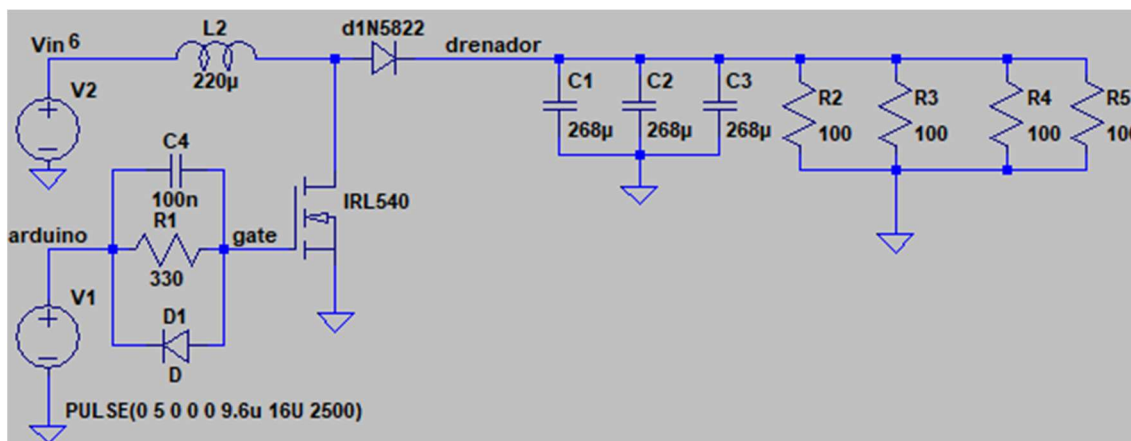


Figura 45: convertidor boost amb IRL540 simulació.

Taula 6: resultats simulació convertidor amb IRL540.

<i>Duty</i>	$V_{\text{panell}}$	$V_{\text{bat-simulació}}$
0.4	6V	9.9V
0.5	6V	12V
0.6	6V	14.1V
0.7	6V	Corrent >2 A
0.8	6V	Corrent >2 A

Com es pot veure a la Taula 6, en simulació l'IRL540 Figura 45 té un comportament molt millor que l'IRF520. Aconsegueix pujar la tensió en 1,5 V amb les mateixes condicions que l'IRF520. Tot i tindre una substancial millora, no s'arriba a la consigna de 14,4 V.

Cal veure el comportament en placa de proves.

#### 6.11.5 Muntatge en placa de proves IRL540

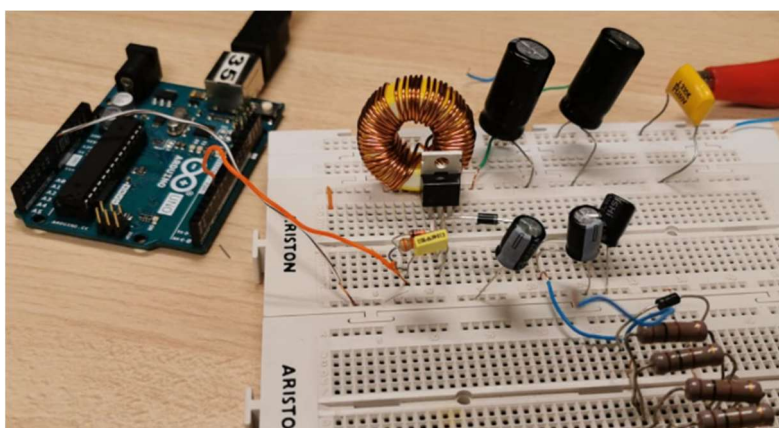


Figura 46: muntatge en placa de proves del convertidor amb l'IRL540.

Amb el muntatge de la Figura 46 els resultats obtinguts (Taula 7) són millors als anteriors (Taula 5). No obstant encara no és suficient per assolir els 14,4 V. Cal esmentar que amb cicle de treball de 0,7 el consum és de 2,2 A i si arriba a la consigna de 14,4 V.

Taula 7: resultats pràctics convertidor boost amb IRL540.

<i>Duty</i>	<i>V<sub>panell</sub></i>	<i>V<sub>bat</sub></i>	<i>V<sub>bat-simulació</sub></i>
0.4	6V	9.6V	9.9V
0.5	6V	11.4V	12V
0.6	6V	13.4V	14.1V
0.7	6V	Corrent >2 A	Corrent >2 A
0.8	6V	Corrent >2 A	Corrent >2 A

### 6.11.6 Decisió convertidor

Com s'ha provat en els apartats 6.11.2 i 6.11.5, no és possible assolir la consigna de 14,4 V i 0,5 A desitjada per a la càrrega de la bateria amb els components anteriors (amb la potència d'entrada marcada, amb la limitació de corrent a 2 A).

En relació amb els fets anteriors es prenen les següents decisions:

Pel que respecta als components, el MOSFET escollit serà l'IRL540, que com ja s'ha provat anteriorment té menys pèrdues que l'IRF520. El díode, que com s'ha comentat anteriorment s'escalfava, serà substituït pel SB560A, que compleix amb els requisits mínims calculats a l'apartat 6.8.4 i té menys pèrdues per conducció que el 1N5822, augmentant així el rendiment del convertidor.

Pel que respecta a la bobina, l'emprada per fer aquestes proves presentava una resistència en alta freqüència de 7,07  $\Omega$ . Per tant ha estat substituïda per la que ha estat presentada en l'apartat 6.9.1, que presenta una resistència de 4  $\Omega$  en alta freqüència.

## 6.12 Convertidor definitiu

A partir d'aquest punt, per fer les proves se suposa el funcionament òptim del sistema, és a dir les dades obtingudes amb les "STC".



### 6.12.1 Simulació convertidor definitiu

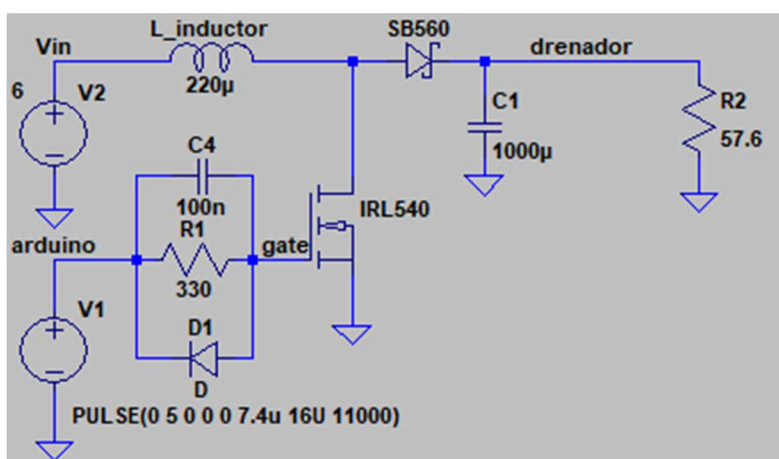


Figura 47: esquemàtic convertidor elevador definitiu.

La Figura 47 mostra el model definitiu del convertidor emprat en aquest projecte. Aquest model permet mesurar el rendiment. D'aquesta forma es pot comprovar si l'aproximació del 85 % de rendiment del pas de l'energia del panell a la càrrega (rendiment del convertidor) ha estat correcte.

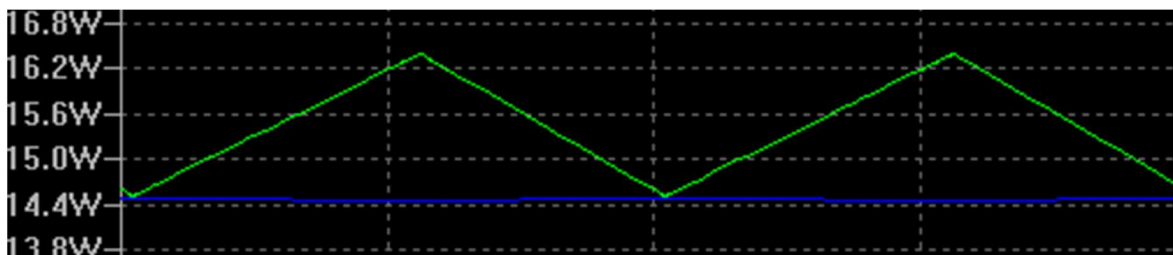


Figura 48: potència d'entrada i sortida al convertidor.

La simulació de la Figura 48 correspon al punt de màxima potència del procés de càrrega, amb una  $V_{bat}=14,4V$  i  $I_{bat}=1A$ . La línia verda representa la potència d'entrada al convertidor (la que aporta el panell). La línia blava és la potència de sortida del convertidor, 14,4 W constants.

### 6.12.2 Rendiment en simulació

Amb el balanç de potències que mostra la Figura 48 és possible mesurar el rendiment. Per la potència d'entrada s'ha agafat el valor mitjà.

$$Rendiment(\%) = \frac{\text{potència de sortida}}{\text{potència d'entrada}} * 100 = \frac{V_{bat} * I_{bat}}{V_{panell} * I_{panell}} * 100$$

Fórmula 17: rendiment del convertidor.

$$Rendiment = \frac{14.4W}{15.47W} * 100 = 93.08\%$$

Tenint en compte que en els apartats de càlcul de potència s'ha estimat un rendiment del 85 %, tenint un rendiment clarament major, el sistema hauria d'arribar a les consignes de potència sense cap problema.

### 6.12.3 Mode conducció contínua

En el disseny del convertidor s'escull que el convertidor treballi en mode de conducció contínua. Per comprovar que efectivament és així, es fa la prova en simulació en l'estat més "crític", quan la  $I_{bat}$  és mínima.

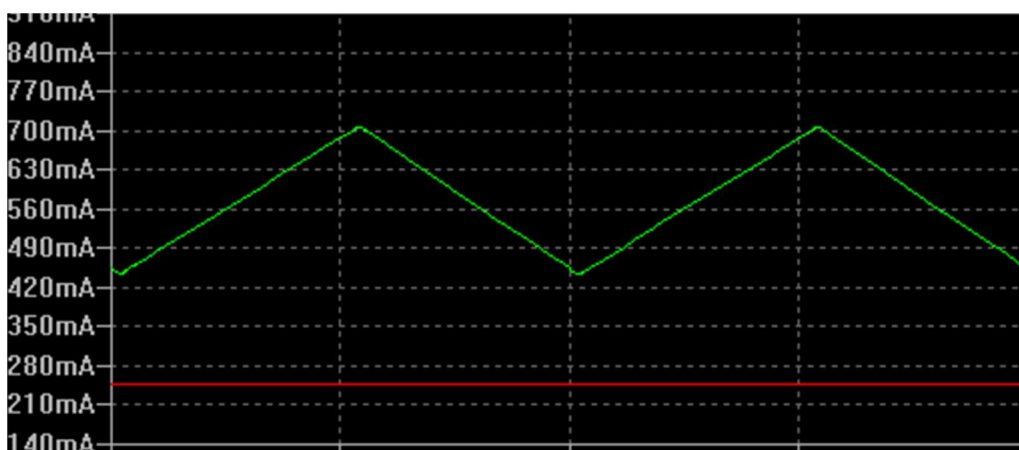


Figura 49: forma d'ona intensitat inductor.

Com mostra la Figura 49,  $I_L > 0$  en el pitjor dels casos. La línia verda correspon a la variació de corrent a la bobina i la vermella al corrent  $I_{bat}$ . Per tant s'assegura mode de conducció contínua. Per dur a terme aquesta prova s'ha escollit el cas en què  $I_{bat}$  és més pròxim a zero i per tant el corrent per l'inductor mínim.

### 6.12.4 Comprovació rang de tensions d'entrada trobats

Aproximant la corba intensitat-voltatge (Figura 15) anteriorment s'ha trobat un rang de tensions del panell en què suposadament aquest ha de ser capaç de satisfer les necessitats del procés de càrrega de la bateria, per tant, s'ha de comprovar:

- $V_{panell}=6,2 \text{ V}$  ,  $V_{bat}=14,4 \text{ V}$  ,  $I_{bat}=1 \text{ A}$  ,  $D=0,569$

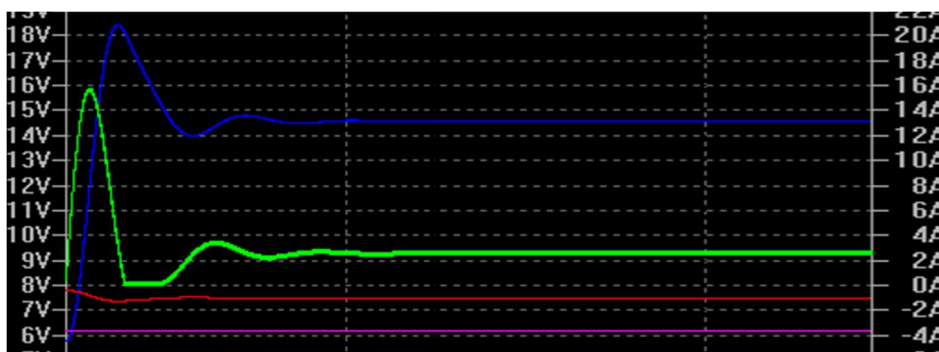


Figura 50: prova rang de tensió. 6,2V->14,4.

En la Figura 50 es prova que amb una  $V_{\text{panell}}$  (lila) = 6,2 V i una  $I_{\text{panell}}$  (verd) < 3 A és possible donar a la càrrega una  $V_{\text{bat}}$  (blau) = 14,4 V i  $I_{\text{bat}}$  (vermell) = 1 A. Aquest punt correspondria al principi de la fase de voltatge constant del procés de càrrega.

- $V_{\text{panell}}=6,5$  V,  $V_{\text{bat}}=10,4$  V,  $I_{\text{bat}}=1$  A,  $D=0,375$

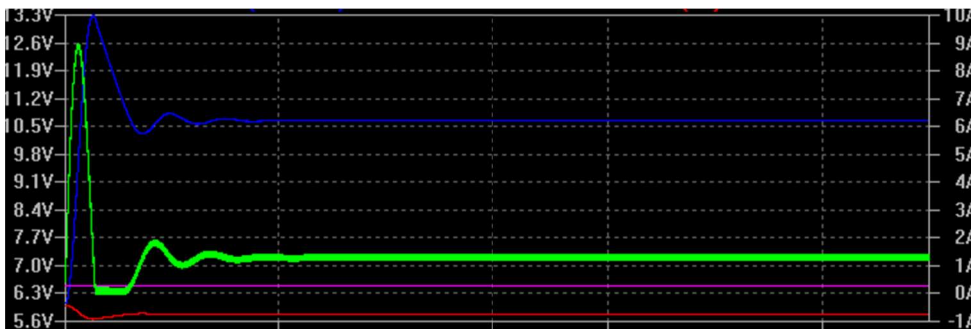


Figura 51: prova rang de tensió, 6,5->10,4.

En la Figura 51 es prova que amb una  $V_{\text{panell}}$  (lila) = 6,5V i una  $I_{\text{panell}}$  (verd) < 2 A és possible donar a la càrrega una  $V_{\text{bat}}$  (blau) = 10,4 V i  $I_{\text{bat}}$  (vermell) = 1 A. Aquest punt correspondria al començament del procés de càrrega. Cal comentar que  $I_{\text{bat}}$  s'ha representat negativa per que es pugui veure bé.

- $V_{\text{panell}}=7$  V,  $V_{\text{bat}}=14,4$  V,  $I_{\text{bat}}=0,25$  A,  $D=0,375$

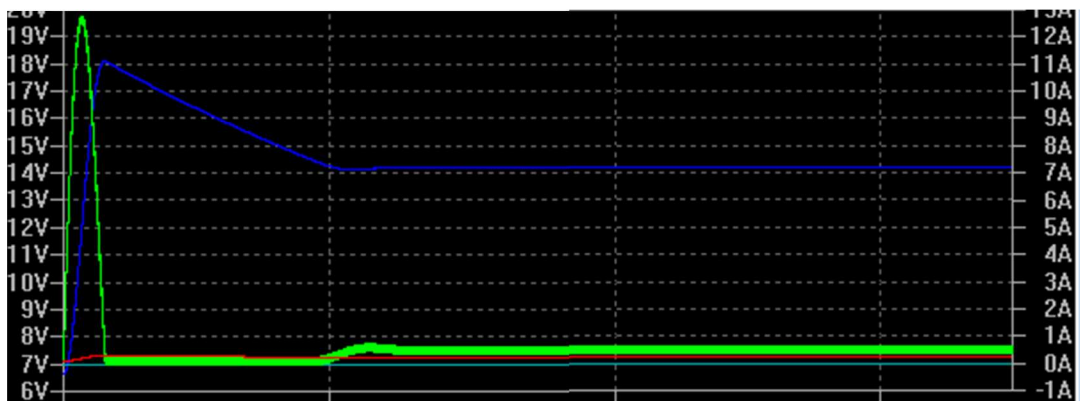


Figura 52: prova rang de tensió, 7 -> 14,4.

En la Figura 52 es prova que amb una  $V_{\text{panell}}$  (cian) = 7V i una  $I_{\text{panell}}$  (verd) < 1A és possible donar a la càrrega una  $V_{\text{bat}}$  (blau) = 14,4 V i  $I_{\text{bat}}$  (vermell) = 0,25 A. Aquest punt correspondria al final del procés de càrrega.

## 6.13 Prototip

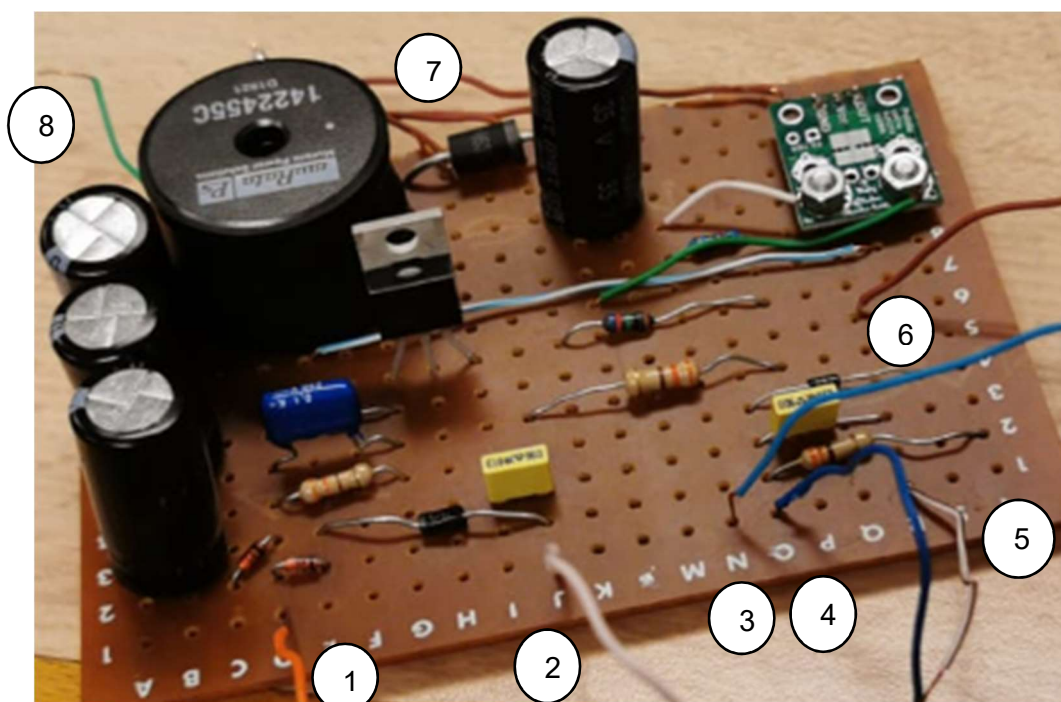


Figura 53: prototip del convertidor

En la Figura 53 es pot veure el muntatge en placa d'illetes. Aquest muntatge encara està pensat per fer proves en el laboratori amb la font de tensió, és per això que hi ha tres condensadors a l'esquerra de la Figura 53. La finalitat d'aquests és evitar fer que la font d'alimentació commuti, cosa que podria provocar problemes (trencar la font). Els díodes Zener t4148 que es veuen a la Figura 53 fan la funció de protegir la sortida digital d'Arduino de sobre corrents.

Taula 8: identificació de terminals del prototip

1	(Taronja)	Transmet senyal PWM al driver del MOSFET
2	(Blanc)	Sortida senyal de control de voltatge filtrada
3	(Cian)	Born positiu de connexió a la bateria
4	(Blau marí)	Sortida senyal de control de corrent filtrada
5	(Blanc/marró)	GND Arduino, connecta les masses
6	(Marró)	Born negatiu de connexió a la bateria
7	(Marró)	Negatiu del panell GND
8	(Verd)	Vpanell (tensió entrada al convertidor)

Amb el muntatge de la Figura 54 s'aconsegueixen uns millors resultats que amb el muntatge en placa de proves. Aquests millors resultats es tradueixen en un senyal amb menys soroll i per tant un millor control. En les imatges del prototip apareixen els filtres passa baixos, que s'expliquen en el següent capítol.

En la Figura 54 es mostra com seria el sistema complet (a falta del panell solar) i modelant la bateria amb un conjunt de resistències.



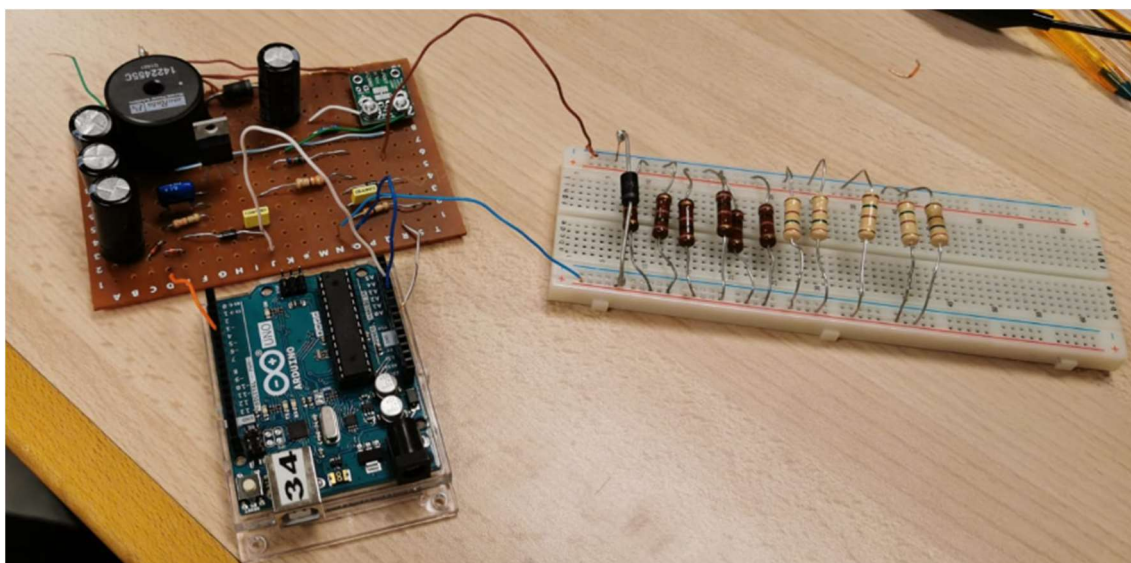


Figura 54: sistema de proves definitiu

En el circuit definitiu el muntatge ha d'incloure el LM7812, un limitador de voltatge que permet alimentar Arduino Uno amb la bateria sense sobrepassar la tensió d'alimentació recomanada (7-12 V).

## Capítol 7: Control del sistema de càrrega

Recordem que el procés de càrrega de la bateria consta de dues fases diferents. En la primera (mode de corrent constant) s'alimenta la càrrega amb un corrent constant, en aquest cas 1 A. S'alimenta a corrent constant fins que el voltatge en borns de la bateria arriba als 14,4V. Arribat aquest punt es dona per finalitzada la primera fase i comença la segona (voltatge constant). En aquesta s'alimenta la càrrega a 14,4 V constants. Aquesta segona fase acaba quan el corrent que circula per la càrrega sigui menor o igual a 0,25 A.

Un possible problema que pot comportar l'ús del convertidor boost es troba en l'arrencada d'aquest. A l'iniciar el convertidor amb una consigna de voltatge, superior a la d'entrega inicial ( $V_{\text{panell}}$ ) existeix la tendència a incrementar el cicle de treball (el seu funcionament habitual). En aproximar-se massa a u el cicle de treball, el rendiment cau i en comptes d'eleva la tensió de sortida, la redueix. Aquest comportament pot comportar a fer el sistema inestable si no es posa remei, ja que el control està pensat per elevar el cicle de treball per pujar el voltatge i al contrari per reduir-ho. Per solucionar aquest possible problema cal posar uns límits al cicle de treball. Amb aquests límits s'aconsegueix que el convertidor en tot el rang operatiu del cicle de treball elevi la tensió respecte del punt anterior, resolent així el possible problema d'inestabilitat del sistema.

El mecanisme de comunicació amb l'exterior del qual disposa Arduino Uno per conèixer la resposta (feedback) del que succeeix al sistema són les entrades analògiques i digitals. Com s'ha comentat anteriorment les entrades analògiques tenen una limitació de 5 V.

Arduino Uno disposa d'un convertidor ADC (convertidor analògic a digital) de 10 bits que treballa per defecte a una freqüència de 10KHz. Un ADC de 10 bits amb un rang d'entrada de 5 V, implica una resolució de:

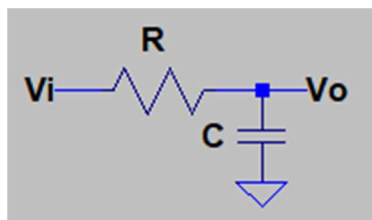
$$\frac{\text{rang d'entrada}}{2^n \text{ bits}} = 1\text{LSB}$$

*Fórmula 18: resolució ADC.*

Per tant, implementant la Fórmula 18 s'obté una resolució de 4,88 mV/bit.

En mostrejar un senyal continu cal tenir en compte l'efecte "aliasing". Només de forma analògica és possible evitar l'efecte "aliasing". Aquest efecte provoca que senyals contínues diferents es tornin indistingibles quan es mostregen.

Seguint el teorema de mostreig de Nyquist-Shannon [30], s'aplica un filtre passa baixos amb freqüència de tall igual a la meitat de la freqüència de mostreig de l'ADC. És a dir se situarà un filtre passa baixos amb freqüència de tall de 5KHz a la sortida del sensat de voltatge i del de corrent.



*Figura 55: filtre passa baixos.*

A la Figura 55, es mostra l'esquema del filtre passa baixos de primer ordre. Pel càlcul del filtre cal buscar el valor de la resistència i el condensador. Amb el valor d'un dels dos i la freqüència de tall del filtre, ja es pot calcular el component que falta aplicant la Fórmula 19 .

$$F_{tall} = \frac{1}{2 * \pi * R * C}$$

*Fórmula 19: freqüència de tall filtre passa baixos primer ordre.*

En tractar-se d'una equació de primer grau amb dues incògnites, es pot definir una, en aquest cas es defineix C=100 nF

$$R = \frac{1}{2 * \pi * 5000 * 100n} = 318 \cong 330\Omega$$

## 7.1 Control de corrent

Per dur a terme el control automàtic del corrent de sortida que s'aplica a la càrrega cal mesurar el corrent que hi circula. Arduino Uno no és capaç de mesurar corrents, només voltatges. Per transformar la sortida de corrent en mesures de voltatge es fa servir un sensor de corrent que dona un senyal de voltatge.

Per prendre les mesures de corrent a la càrrega es farà servir el sensor ACS724 [31].

Un sensor amb rang -5/+5 A, amb una sensibilitat de 400mV/A i una  $V_{offset} = 2,5 V$ . El sensor és alimentat a 5V amb el mateix pin d'Arduino Uno.

Com el senyal que dona el sensor és un voltatge, aquest pot ser llegit per les entrades analògiques d'Arduino Uno.

En aquest cas, com la tensió màxima de sortida del sensor és de 5V en cas de registrar un corrent de 5 A (cosa improbable), no cal incloure un divisor de tensió.

Per poder interaccionar correctament amb el sistema cal tenir en compte la conversió de dades necessàries, en aquest cas la consigna.

### 7.1.1 Consigna de corrent

Cal tenir en compte la resolució del convertidor (10bits), el fons d'escala (5V), l'offset del sensor (2,5V) i la sensibilitat (400mV/A), per tant:

$$Consigna = \frac{V_{sensor}}{resolució\ ADC} \rightarrow \frac{sensibility\left(\frac{V}{A}\right) * magnitud(A) + V_{offset}}{0.00488V/bit}$$

*Fórmula 20: càlcul consigna de corrent amb sensor.*

$$Consigna = \frac{0.4\left(\frac{V}{A}\right) * corrent\_càrrega(A) + 2.5V}{0.00488\left(\frac{V}{bit}\right)}$$

## 7.2 Control de voltatge

Per dur a terme la mesura del voltatge que hi ha en borns de la càrrega es fa ús dels terminals analògics que disposa Arduino Uno. Aquests terminals però tenen una limitació de 5 V. Tenint en compte això, per mesurar la tensió de sortida (valor màxim desitjat 14,4 V) s'implementa un divisor de tensió.

### 7.2.1 Divisor de tensió

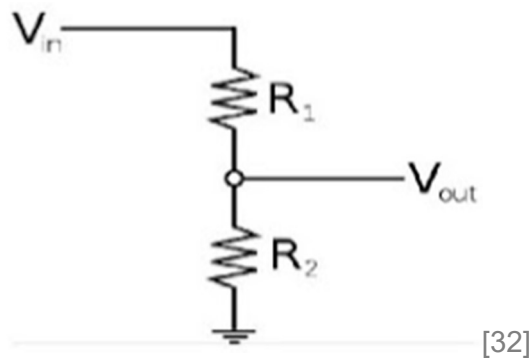


Figura 56: divisor de tensió.

La Figura 56 mostra l'esquemàtic d'un divisor de tensió. Per calcular la relació entre la tensió de sortida i la d'entrada cal implementar la *Fórmula 21*.

$$V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_i$$

*Fórmula 21: divisor de tensió.*

El primer pas és el càlcul del valor d' $R_1$  mínim per assegurar que el corrent és menor a 40 mA (S'aplica una limitació de corrent petita per reduir les pèrdues). Aplicant la llei d'ohm s'obté el següent resultat:

$$\frac{V_o}{R_1} < I_o \rightarrow \frac{14.4 \text{ V}}{0.04 \text{ A}} = 360 \Omega \rightarrow R_1 > 360 \Omega$$

Ara que ja és conegut el valor mínim d' $R_1$  per evitar un corrent major a 40mA, només cal trobar la relació convenient per no sobrepassar els 5 volts. Fent ús de la *Fórmula 21*, s'arriba a la relació següent:

$$\frac{R_1}{R_2} \geq \frac{V_i - V_o}{V_o} \rightarrow \frac{14.4 - 5}{5} = 1.88$$

Per tant, la relació entre  $R_1$  i  $R_2$  ha de ser mínim d'1,88 amb un valor de  $R_1$  mínim de 360  $\Omega$ . Les escollides per dur a terme el projecte són resistències d'alta precisió amb relació 2/1:  $R_1=1,2 \text{ K}\Omega$  i  $R_2=0,6 \text{ K}\Omega$ .

### 7.2.2 Consigna de voltatge

A l'hora de marcar un valor de consigna en codi, cal tenir en compte la relació de sortida del divisor de tensió i la resolució del convertidor. Caldrà emprar la *Fórmula 22*.

$$consigna = V_{bat} * \frac{R_2}{R_1 + R_2} * \frac{1 \text{ Bit}}{0.00488 \text{ V}}$$

*Fórmula 22: càlcul de la consigna després de la conversió del ADC i div de tensió.*



Com es pot apreciar tant pel control del mode de corrent constant com pel mode de voltatge constant, encara que les consignes es calculen de diferents formes, es tracta del seguiment de consignes de voltatge amb mesures preses per l'ADC. Això implica que el control d'ambdós modes serà molt similar.

Com seran molt similars, es decideix començar a fer proves de codi amb el mode de voltatge constant.

Fent proves de lectura de valors amb l'ADC apareix un nou problema, el sistema és massa sorollós, per solucionar-ho cal aplicar un filtratge del senyal.

## 7.3 Filtre digital

Una de les solucions per evitar el soroll en alta freqüència és prendre diferents mesures i aplicar un algoritme per combinar-les. Un dels més emprats en projectes semblants és la mitjana mòbil, que és el que es farà servir en aquest projecte.

Per implementar la mitjana mòbil cal fer un vector de x valors (depèn de cada projecte) i fer la mitjana d'aquests. La mostra més antiga que emmagatzema el vector és substituïda per cada nova mostra que pren l'ADC i es fa la mitjana de totes les mostres que acumula el vector. D'aquesta forma es redueix el soroll substancialment i s'aconsegueix un senyal molt més regular.[33]

Tots els codis del capítol 7 es poden trobar a l'Annex 2.

```

1 #define SENS_HIGH_PIN A2           //Es defineix l'entrada analògica de lectura
2 #define AVG_LEN 5                 //Es defineix llargada del vector
3 int n_arr [AVG_LEN];              //Es declara el vector
4 int i;                            //Defineix posició del vector
5 long n_sum;                        //Acumula suma del valors del vector
6 int n;                            //Guarda valor de l'entrada analògica més recent
7 double n_vbat_meas;               //Acumula la mitjana dels valors dels vector
8 void setup() {
9     n_sum = 0;                    //S'inicialitza a zero
10    for (i = 0; i < AVG_LEN; ++i){ //Bucle per omplir els valors del vector
11        n = analogRead (SENS_HIGH_PIN); //Es guarda el valor de l'entrada analògica
12        n_arr [i] = n;             //El valor s'emmagatzema en la posició i del vector
13        n_sum += n;                //El valor de n es suma al total del vector
14        n_vbat_meas = n_sum / AVG_LEN; } //Càlcul de la mitjana
15 void loop() {
16     n_vbat_meas = n_sum / AVG_LEN; //Es calcula la mitjana
17     if (i < AVG_LEN){             //Comprova que no s'ha arribat encara al final del vector
18         n_sum -= n_arr [i];        //Es resta del total el valor de la posició i (la mesura més antiga del vector)
19         n = analogRead (SENS_HIGH_PIN); //Es carrega un nou valor
20         n_arr [i] = n;             //El nou valor es posa a la posició i del vector
21         n_sum += n;                //Es suma el valor de la posició i al total
22         ++i; }                   //Es pasa a la següent posició del vector
23     //Les consignes següents es duen a terme en cas que i =5(posició final del vector)
24     else{                          //En cas contrari, torna a començar en el void loop()
25         i = 0;                    //Es situa el "cursor" al principi del vector
26         n_sum -= n_arr [i];        //S'elimina del total el valor de la posició zero
27         n = analogRead (SENS_HIGH_PIN); //Es guarda el valor actual de la entrada analògica a n
28         n_arr [i] = n;            //Es guarda el valor de n a la posició zero
29         n_sum += n; }             //El valor de la posició zero es suma al total torna a començar en el void loop()

```

Figura 57: fragment codi Arduino, implementació mitjana mòbil.

En la Figura 57 es mostra un exemple d'implementació de mitjana mòbil.

- Línia 1-7: Es declaren totes les variables i el vector.
- Línia 9-14: S'omple el vector per poder començar a funcionar correctament.
- Línia 15: Inicialització completa, comença el bucle.
- Línia 17-22: Es comprova la posició del cursor del vector, en cas què aquest no hagi arribat a la posició final ( $i=AVG\_LEN$ ), se substitueix el valor de la posició actual per l'últim valor mesurat. Es resta el valor anterior del total i es suma el nou. Quan aquest procés termina s'incrementa el valor del cursor i torna a començar.
- Línia 24-29: En cas d'haver arribat al final del vector, el cursor es situa a la posició inicial, se substitueix el valor de la posició actual per l'últim valor mesurat, es resta el valor anterior del total i se suma el nou. Quan aquest procés finalitza s'incrementa el valor del cursor i torna a començar.

Solucionats els problemes de sorolls es comença a desenvolupar un codi que sigui capaç d'assolir consignes de voltatge. El senyal de control s'aplica directament sobre el cicle de treball del senyal PWM aplicat al MOSFET, per tant és aquesta la variable amb la qual es regularà tant el voltatge com el corrent a la bateria durant el procés de càrrega. La idea fonamental del codi és l'augment del cicle de treball en cas de necessitar més energia i la reducció en cas de necessitar-ne menys.

## 7.4 Codi de control de voltatge mitjançant comparacions successives

El següent codi implementa un algorisme d'augment i reducció del cicle de treball segons l'estat de la consigna. En molts projectes similars dona bons resultats. Gràcies a la seva fàcil implementació es decideix provar. En cas de funcionar s'aconseguiria un codi simple i efectiu.

L'algorisme principal d'aquest codi és un comparador. L'usuari ha d'introduir una consigna de voltatge en volts. El codi fent servir l'ADC d'Arduino Uno pren mesures del voltatge a la sortida del divisor de tensió (voltatge a la càrrega tenint en compte la relació del divisor) i fa la comparació de la consigna i el valor llegit (després d'haver fet la mitjana mòbil). En cas què la consigna sigui major al valor llegit, el cicle de treball augmenta, sempre que no hagi arribat al límit de saturació. En cas contrari, el cicle de treball es redueix, sempre que no estigui ja en el límit inferior de saturació. Aquest codi

inclou també el càlcul de la consigna de voltatge tenint en compte les conversions necessàries, permetent a l'usuari introduir la consigna desitjada en volts.  
Per la implementació del senyal de control PWM es fa servir el timer\_0.

```

1 #define TRT_PIN 5 //Sortida del senyal PWM -> D.O 5
2 #define SENS_HIGH_PIN A2 //Lectura del senyal -> A.I 2
3 #define AVG_LEN 5 //numero de valors mitjana mòbil
4 #define V_BAT 14.4 //Consigna de voltatge
5 #define R_V_BAT_HIGH 1189 // Valor resistència alta precisió
6 #define R_V_BAT_LOW 624 // Valor resistència alta precisió
7 #define V_BAT_DIV_F \
8 ((float) R_V_BAT_LOW / (R_V_BAT_LOW + R_V_BAT_HIGH)) //Càlcul relació de Sortida divisor de tensió
9 #define N_V_BAT V_BAT * V_BAT_DIV_F * (1024.0f / 5.0f ) //Càlcul consigna per comparar amb ADC (0-1024)
10 #define N_DUTY_MAX ((int) (1023 * 0.9f)) //Duty màxim
11 #define N_DUTY_MIN ((int) (1023 * 0.1f)) //Duty mínim
12 int n_arr [AVG_LEN]; //Es crea el vector
13 int i; //Guarda la posició del vector de la mitjana mòbil
14 long n_sum; //Sumatori de tots els valors que guarda el vector
15 int n; //Últim valor del DAC
16 int n_vbat_meas; //Mitjana del vector
17 int n_duty; //Valor del duty cicle

```

Figura 58: fragment (1/4) comparacions successives primera versió.

En la Figura 58 (primer fragment de codi) es defineixen les variables. També es mostra la conversió de la consigna de voltatge (línies 7-9), i la limitació del cicle de treball. És necessari acotar el cicle de treball, en cas de no fer-ho, a mesura que s'aproxima a u el rendiment cau, i baixa la tensió en comptes d'eleva-la. En valors molt pròxims a zero, l'inductor passa a comportar-se com una resistència.

```

18 void setup() {
19   Serial.begin (9600); //S'inicia el port sèrie per poder visualitzar els valors que pren Arduino
20   TCCR0B = TCCR0B & B11111000 | B00000001; //Màscara per variar la freqüència del pwm a 62.5KHz
21   pinMode(TRT_PIN,OUTPUT); //Es declara com a sortida
22   n_sum = 0;
23   for (i = 0; i < AVG_LEN; ++i) //S'omple el vector
24   {
25     n = analogRead (SENS_HIGH_PIN); //S'emmagatzema el valor de la entrada analògica
26     n_arr [i] = n; //Es guarda a la posició i
27     n_sum += n; //Es suma al total del vector
28   }
29   n_duty = N_DUTY_MIN;
30   analogWrite(TRT_PIN, n_duty); //S'iniciatza el senyal amb el duty mínim
31 }

```

Figura 59: fragment (2/4) comparacions successives primera versió.

En la Figura 59, es mostra el "set up" del codi. En aquest s'aplica una màscara per generar amb el timer\_0 el PWM de 62,5KHz. També s'omplen les posicions del vector per dur a terme la mitjana mòbil i s'inicia el senyal PWM al cicle de treball mínim.

```

32 void loop() {
33   n_vbat_meas = n_sum / AVG_LEN; //Es calcula la mitja
34   if (n_vbat_meas > N_V_BAT && n_duty > N_DUTY_MIN) //Si el valor de tensió és major a la consigna i el duty és major al mínim,
35   { // es redueix el duty
36     --n_duty;
37     analogWrite(TRT_PIN, n_duty); //S'envia el nou duty
38   }
39   else if (n_vbat_meas < N_V_BAT && n_duty < N_DUTY_MAX) //Si el valor de tensió és menor a la consigna i el duty és menor al màxim,
40   { //s'augmenta el duty

```

Figura 60: fragment (3/4) comparacions successives primera versió.

En la Figura 60 es mostra la part del control del cicle de treball. Aquest mètode no és més que un comparador, que augmenta el cicle de treball en cas que la lectura del divisor de tensió estigui per sota de la consigna i el redueix en cas contrari.

```

44 if (i < AVG_LEN)                // Comprova si esta en la última posició del vector,
45 {                                //En cas negatiu, entra, en cas afirmatiu salta al else.
46     n_sum -= n_arr [i];          //Resta el valor actual de la posició del vector del total
47     n = analogRead (SENS_HIGH_PIN); //Llegeix un nou valor
48     n_arr [i] = n;              //Es guarda el nou valor a la posició i del vector
49     n_sum += n;                 //Es suma el nou valor al total
50     ++i;                       //Es mou a la dreta la posició del vector
51 }
52 else
53 {
54     i = 0;                      //Es posa el "cursor" de posició a l'inici del vector
55     n_sum -= n_arr [i];          //Resta el valor actual de la posició del vector del total
56     n = analogRead (SENS_HIGH_PIN); //Llegeix un nou valor
57     n_arr [i] = n;              //Es guarda el nou valor a la posició i del vector
58     n_sum += n;                 //Es suma el nou valor al total
59     ++i;                       //Es mou a la dreta la posició del vector
60 }
61 Serial.print (n_vbat_meas);      //Mostra per pantalla la mitjana de la tensió de sortida
62 Serial.print (" ");
63 Serial.print (n_duty);          //Mostra el duty cicle
64 Serial.print (" ");
65 Serial.println (N_V_BAT);       //Mostra la consigna
66 }

```

Figura 61: fragment (4/4) comparacions successives primera versió.

La Figura 61 mostra la part en què s'implementa la mitjana mòbil, ja comentada anteriorment (Figura 57). També inclou els "print", que permeten a l'usuari veure la mitjana, la consigna i el cicle de treball.

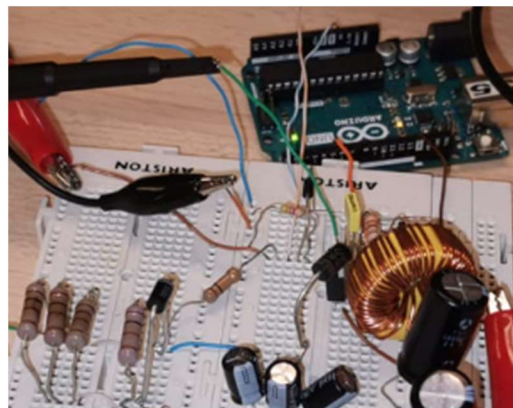


Figura 62: muntatge de prova control de voltatge.

La Figura 62 mostra el muntatge desenvolupat en la placa de proves per provar el funcionament del codi de control automàtic del voltatge.

Com es pot comprovar en la fotografia, no es disposa encara de l'inductor definitiu, però en aquest cas per la prova del codi no repercuteix negativament. En cas de no



ser capaç d'assolir la consigna de 14,4 V, es pot baixar la consigna per dur a terme la prova.

Amb la implementació del codi anterior s'obtenen els resultats següents:

- S'observa que passat un cert temps el codi deixa de ser operatiu, Arduino envia un senyal constant, no varia el cicle de treball encara que es canviï la tensió d'entrada del convertidor. En resum, es descontrola.

Fent proves per trobar el motiu pel qual deixa de funcionar el codi, s'intenta afegir al codi la funció `millis()`, però aquesta tampoc respon. Davant d'aquest succés, es va investigar el funcionament intern d'aquesta funció, resultant que aquesta funció, entre d'altres moltes requereixen el `timer_0` per funcionar. Per tant s'arriba a la conclusió que el sistema es descontrola perquè el PWM es genera amb el `timer_0` i aquest és necessari per dur a terme altres funcions.

Arribat aquest punt, cal trobar una alternativa per generar el senyal PWM de 62,5KHz sense involucrar el `timer_0`. En cas de no trobar cap alternativa caldrà replantejar gairebé tot el projecte.

## 7.5 Segona versió del control de voltatge mitjançant comparacions successives

Investigant com generar el PWM es va trobar la llibreria "TimerOne". La principal finalitat d'aquesta llibreria és establir de manera ràpida i senzilla la freqüència del PWM, i per fer-ho fa servir el `timer_1`.

A continuació es presenta la segona versió del codi. Té una estructura idèntica a l'anterior però en aquest cas es fa servir el `timer_1` per generar el senyal PWM de 62,5KHz.

```

1 #include <TimerOne.h>                                     //S'inclou la llibreria TimerOne
2 #define PER_US 16                                         //Es defineix el temps de cicle en Us 1/62500
3 #define TRI_PIN 9                                          //Sortida del senyal PWM -> D.0 9
4 #define SENS_HIGH_PIN A2                                  //Lectura del senyal -> A.I 2
5 #define AVG_LEN 5                                          //numero de valors mitjana mòbil
6 #define V_BAT 14.4                                         //Consigna de voltatge
7 #define R_V_BAT_HIGH 1189                                  // Valor resistència alta precisió
8 #define R_V_BAT_LOW 624                                   // Valor resistència alta precisió
9 #define V_BAT_DIV_F \
10   ((float) R_V_BAT_LOW / (R_V_BAT_LOW + R_V_BAT_HIGH)) //Càlcul relació de Sortida divisor de tensió
11 #define N_V_BAT V_BAT * V_BAT_DIV_F * (1024.0f / 5.0f) //Càlcul consigna per comparar amb ADC (0-1024)
12 #define N_DUTY_MAX ((int) (1023 * 0.9f))                 //Duty màxim
13 #define N_DUTY_MIN ((int) (1023 * 0.1f))                 //Duty mínim
14 int n_arr [AVG_LEN];                                     //Es crea el vector
15 int i;                                                    //Guarda la posició del vector de la mitjana mòbil
16 long n_sum;                                              //Sumatori de tots els valors que guarda el vector
17 int n;                                                    //Últim valor del DAC
18 int n_vbat_meas;                                         //Mitjana del vector
19 int n_duty;                                              //Valor del duty cicle (0.1-0.9)

```

Figura 63: fragment (1/4) comparacions successives segona versió.

A la Figura 63, les diferències que es troben respecte de la Figura 58 estan en la inclusió de la llibreria `timer_one` i la sortida del senyal, que en aquest cas la sortida digital seleccionada és la nou, que està associada amb el `timer_1`.

```

20 void setup() {
21   Serial.begin (9600);           //S'inicia el port sèrie per poder visualitzar els valors
22   Timer1.initialize (PER_US);    // S'inicia el senyal de 62.5KHz
23   n_sum = 0;
24   for (i = 0; i < AVG_LEN; ++i)  //S'omple el vector
25   {
26     n = analogRead (SENS_HIGH_PIN); //S'emmagatzema el valor de la entrada analògica
27     n_arr [i] = n;
28     n_sum += n;
29   }
30   n_duty = N_DUTY_MIN;
31   Timer1.pwm (TRT_PIN, n_duty);  //S'iniciatza el senyal amb el duty mínim
32 }

```

Figura 64: fragment (2/4) comparacions successives segona versió.

A la Figura 64 és on es troba la diferència més gran respecte del codi anterior. El “set up” en aquest cas requereix inicialitzar el `timer_1` amb una freqüència de 62.5KHz. Això es fa amb la comanda de la línia 22. També és diferent la comanda per variar el cicle de treball, en aquest cas és la de la línia 31.

```

33 void loop() {
34   n_vbat_meas = n_sum / AVG_LEN;           //Es calcula la mitja
35   if (n_vbat_meas > N_V_BAT && n_duty > N_DUTY_MIN) //Si el valor de tensió és major a la consigna i el duty és major al mínim,
36   { --n_duty;                                // es redueix el duty
37     Timer1.setPwmDuty (TRT_PIN, n_duty);    //S'envia el nou duty
38   }
39   else if (n_vbat_meas < N_V_BAT && n_duty < N_DUTY_MAX) //Si el valor de tensió és menor a la consigna i el duty és menor al màxim,
40   { ++n_duty;                                //s'augmenta el duty
41     Timer1.setPwmDuty (TRT_PIN, n_duty);    //S'envia el nou duty
42   }

```

Figura 65: fragment (3/4) comparacions successives segona versió.

```

43   if (i < AVG_LEN)                        // Comprova si esta en la última posició del vector,
44   {                                       //En cas negatiu, entra, en cas afirmatiu salta al else.
45     n_sum -= n_arr [i];                  //Resta el valor actual de la posició del vector del total
46     n = analogRead (SENS_HIGH_PIN);    //Llegeix un nou valor
47     n_arr [i] = n;                       //Es guarda el nou valor a la posició i del vector
48     n_sum += n;                          //Es suma el nou valor al total
49     ++i;                                //Es mou a la dreta la posició del vector
50   }
51   else
52   {
53     i = 0;                               //Es posa el "cursor" de posició a l'inici del vector
54     n_sum -= n_arr [i];                  //Resta el valor actual de la posició del vector del total
55     n = analogRead (SENS_HIGH_PIN);    //Llegeix un nou valor
56     n_arr [i] = n;                       //Es guarda el nou valor a la posició i del vector
57     n_sum += n;                          //Es suma el nou valor al total
58     ++i;                                //Es mou a la dreta la posició del vector
59   }
60   Serial.print (n_vbat_meas);           //Mostra per pantalla la mitjana de la tensió de sortida
61   Serial.print (" ");
62   Serial.print (n_duty);                //Mostra el duty cicle
63   Serial.print (" ");
64   Serial.println (N_V_BAT);             //Mostra la consigna
65 }

```

Figura 66: fragment (4/4) comparacions successives segona versió.

La Figura 65 i la Figura 66 no mostren diferències significants respecte del codi Figura 60 i Figura 61 respectivament.

En implementar la segona versió del codi, s'han eliminat els errors que feien que el codi no fos operatiu passats uns instants i es descontrolés.

Tot i que el sistema respon correctament no té un seguiment de la consigna perfecte (dista de la consigna 0,1-0,3 V). Per intentar millorar aquest aspecte es decideix implementar un controlador PI.

## 7.6 Codi control de voltatge proporcional integral

El controlador esta format per dues parts: proporcional i integral.

- Controlador proporcional

Aquesta part depèn del senyal d'error, generat per la diferència entre el senyal de referència i el senyal realimentat. Aquesta diferència es multiplica per la constant  $K_P$  (constant de proporcionalitat) que determina el grau d'amplificació de l'element de control. En general els controladors proporcionals presenten un error permanent davant d'un graó que el sistema no és capaç de resoldre.

- Controlador integral

En aquests controladors el valor de l'acció de control és proporcional a l'integral del senyal de l'error. Per tant l'acció varia en funció de la desviació de la sortida i del temps que es manté aquesta.

L'inconvenient del controlador integral és que presenta una resposta inicial lenta i no comença a ser efectiu fins passat un temps. En canvi, anul·la l'error permanent que presenta el controlador proporcional.

La resposta del controlador proporcional integral serà la suma de la resposta instantània a un control proporcional davant el senyal d'error i la posterior incorporació del senyal del control integral, que serà l'encarregada d'anul·lar totalment el senyal d'error.[34]

És possible implementar el controlador PI (proporcional integral) de diferents formes, la més senzilla d'implementar-ho és amb la biblioteca desenvolupada per Brett Beauregard [35]. Com la seva implementació és molt senzilla, es va fer una prova ràpida. La prova d'implementació amb la llibreria, no va donar resultat en aquest cas. Això és degut al fet que no està pensada per treballar a les velocitats necessàries. No serveix.

Descartada la implementació amb la llibreria, només queda treballar sense ella i fer el controlador manualment. A continuació es mostra un exemple d'implementació manual d'un controlador PI.

```

61     currentTime=millis();//guarda la hora actual
62     elapsedTime = (double) (currentTime - previousTime);//temps transcorregut
63     error= N_V_BAT- n_vbat_meas ;//càlcul de l' error
64     cumError += error * elapsedTime; // compute integral
65     n_duty = KP*error + KI*cumError;
66     previousTime = currentTime;

```

Figura 67: codi implementació manual control PI.

Com es pot veure a la Figura 67 per la part proporcional es calcula el senyal d'error i es multiplica per KP (constant de proporcionalitat). Per la part integral es fa una aproximació del sumatori de l'error i es mesura el temps transcorregut entre mostres. El producte del sumatori de l'error i el temps es multiplica per KI (constant d'integració). Sumant el senyal del control proporcional i el del control integral obtenim el senyal de control, en aquest cas anomenat n\_duty. A la línia 66 es guarda el temps per la següent vegada que s'hagi de calcular el senyal de control.

A continuació es mostra el codi complet de la implementació del control PI.

L'estructura general és molt similar al ja presentat, en el que respecta a la generació del senyal PWM i la mitjana mòbil. La diferència principal es troba en el control, que com ja indica el seu títol, en aquest és un controlador PI. El gran avantatge que presenta aquest codi és l'error nul davant l'assoliment de les consignes de voltatge.

```

1  #include <TimerOne.h>
2  #define PER_US 16
3  #define TRT_PIN 9
4  #define SENS_HIGH_PIN A2
5  #define AVG_LEN 5
6  #define V_BAT 14.4
7  #define R_V_BAT_HIGH 1189
8  #define R_V_BAT_LOW 624
9  #define V_BAT_DIV_F \
10  ((float) R_V_BAT_LOW / (R_V_BAT_LOW + R_V_BAT_HIGH))
11 #define N_DUTY_MAX ((int) (1023 * 0.9f))
12 #define N_DUTY_MIN ((int) (1023 * 0.1f))
13 double N_V_BAT = V_BAT * V_BAT_DIV_F * (1024.0f / 5.0f );
14 int n_arr [AVG_LEN];
15 int i;
16 long n_sum;
17 int n;
18 int n_vbat_meas;
19 int n_duty;

```

Figura 68: fragment (1/5) control automàtic de voltatge versió PI.

En la Figura 68 es mostra la definició de constants i la conversió de consigna de voltatge, de la mateixa forma que en la Figura 63.



```

20 int calculo_PI=0; //Variable que conta el numero de cicles
21 //PI constants
22 double KP=1;
23 double KI=5;
24 unsigned long currentTime,previousTime,elapsedTime;
25 double error,cumError;

```

Figura 69: fragment (2/5) control automàtic de voltatge versió PI.

En la Figura 69 es pot observar la declaració de les variables utilitzades per dur a terme el controlador PI.

```

26 void setup() {
27     Serial.begin (9600);
28     Timer1.initialize (PER_US);
29     n_sum = 0;
30     for (i = 0; i < AVG_LEN; ++i)    //30-35 s'omple el vector de la mitjana mòbil
31     {
32         n = analogRead (SENS_HIGH_PIN);
33         n_arr [i] = n;
34         n_sum += n;
35     }
36     n_duty = N_DUTY_MIN;           //cicle de treball inicial mínim
37     Timer1.pwm (TRT_PIN, n_duty); //iniciació senyal pwm amb cicle de treball mínim
38     previousTime=millis();         //S'emmagatzema temps inici control per control integral
39     error = cumError = 0;
40     elapsedTime = 0;
41 }

```

Figura 70: fragment (3/5) control automàtic de voltatge versió PI.

En la Figura 70 es mostra el “set up”, en el qual s’inicia el vector de la mitjana mòbil, el senyal i s’inicialitzen a zero les variables del control PI.

```

42 void loop() {
43     n_vbat_meas = n_sum / AVG_LEN;
44     if (i < AVG_LEN)
45     {
46         n_sum -= n_arr [i];
47         n = analogRead (SENS_HIGH_PIN);
48         n_arr [i] = n;
49         n_sum += n;
50         ++i;
51     }
52     else
53     {
54         i = 0;
55         n_sum -= n_arr [i];
56         n = analogRead (SENS_HIGH_PIN);
57         n_arr [i] = n;
58         n_sum += n;
59     }

```

Figura 71: fragment (4/5) control automàtic de voltatge versió PI.

En la Figura 71 es mostra la dinàmica de la mitjana mòbil, explicada anteriorment Figura 57.

```

60     ++calculo_PI;
61     if(calculo_PI==5){
62         currentTime=millis();//guarda la hora actual
63         elapsedTime = (double)(currentTime - previousTime);//temps transcorregut
64         error= N_V_BAT- n_vbat_meas ;//càlcul de l' error
65         cumError += error * elapsedTime; // compute integral
66         n_duty = KP*error + KI*cumError;
67         previousTime = currentTime;
68         calculo_PI=0;
69     }
70     Timer1.pwm (TRT_PIN, n_duty);
71     Serial.print (n_vbat_meas);
72     Serial.print (" , ");
73     Serial.print (n_duty);
74     Serial.print (" , ");
75     Serial.println (N_V_BAT);
76 }

```

Figura 72: fragment (5/5) control automàtic de voltatge versió PI.

En la Figura 72 es mostra el càlcul del senyal de control explicat a la Figura 67 i els “print”, que donen informació a l’usuari sobre el cicle de treball, la consigna i el valor de la mitjana. La variable “calculo\_pi” serveix per indicar quan cal refrescar el senyal de control.

Una vegada amb el codi implementat al microcontrolador, mitjançant el mètode de prova i error es sintonitzen els paràmetres fins a obtenir una resposta convenient.

El primer paràmetre a sintonitzar és KP. Quan s’obté una resposta correcta però amb oscil·lació constant, llavors es regula el KI, que farà que l’error sigui zero.[36]

Amb aquesta última modificació al codi, ja s’aconsegueix seguir una consigna perfectament, per tant es dóna per finalitzat aquest punt.

## 7.7 Codi control de corrent proporcional integral

En la implementació del control de corrent també cal solucionar els mateixos problemes de soroll identificats en l’apartat de control de voltatge. Per tant en el control de corrent també s’aplica un filtre analògic i un digital. Per la part analògica s’incorpora un filtre passa baixos amb freqüència de tall de 5 KHz, la meitat de la freqüència de l’ADC, ja calculat anteriorment. Pel filtratge digital es fa servir la mitjana mòbil.

El codi de la Figura 73 presenta la mateixa dinàmica que en el cas de l’apartat 7.6 Codi control de voltatge proporcional . Per tant la diferència es troba en el càlcul de la consigna.

```

1 #include <TimerOne.h>
2 #define PER_US 16
3 #define TRI_PIN 9
4 #define SENS_HIGH_PIN A1
5 #define AVG_LEN 5
6 #define I_BAT 1 //corrent desitjada per la càrrega
7 #define Sensivity 0.4 //Sensibilitat del sensor de corrent
8 #define Voffset 2.5 //offset del sensor de corrent
9 #define N_DUTY_MAX ((int) (1023 * 0.9f))
10 #define N_DUTY_MIN ((int) (1023 * 0.1f))
11 double N_I_BAT = ((I_BAT * Sensivity) + Voffset) * (1024.0f / 5.0f); //Càlcul consigna
12 int n_arr [AVG_LEN];
13 int i;
14 long n_sum;
15 int n;
16 int n_ibat_meas; //valor de la mitjana
17 int n_duty;
18 int calculo_PI=0; //Variable que conta el numero de cicles
19 //PI constants
20 double KP=0.1;
21 double KI=5;
22 unsigned long currentTime,previousTime,elapsedTime;
23 double error,cumError;

```

Figura 73: fragment (1/4) control corrent PI.

En la Figura 73 es mostra la inicialització de variables i macros del codi, a la línia 11 es pot observar el càlcul de la consigna de corrent.

```

24 void setup() {
25     Serial.begin (9600);
26     Timer1.initialize (PER_US);
27     n_sum = 0;
28     for (i = 0; i < AVG_LEN; ++i) //30-35 s'omple el vector de la mitjana mòbil
29     {
30         n = analogRead (SENS_HIGH_PIN);
31         n_arr [i] = n;
32         n_sum += n;
33     }
34     n_duty = N_DUTY_MIN; //cicle de treball inicial mínim
35     Timer1.pwm (TRI_PIN, n_duty); //iniciació senyal pwm amb cicle de treball mínim
36     previousTime=millis(); //S'emmagatzema temps inici control per control integral
37     error = cumError = 0;
38     elapsedTime = 0;
39 }

```

Figura 74: fragment (2/4) control corrent PI.

En la Figura 74 s'omple el vector per poder començar la mitjana mòbil, s'inicialitzen les variables a zero i s'inicia el senyal de control (PWM).

```

40 void loop() {
41     n_Ibat_meas = n_sum / AVG_LEN;
42     if (i < AVG_LEN)
43     {
44         n_sum -= n_arr [i];
45         n = analogRead (SENS_HIGH_PIN);
46         n_arr [i] = n;
47         n_sum += n;
48         ++i;
49     }
50     else
51     {
52         i = 0;
53         n_sum -= n_arr [i];
54         n = analogRead (SENS_HIGH_PIN);
55         n_arr [i] = n;
56         n_sum += n;
57     }

```

Figura 75: fragment (3/4) control corrent PI.

En la Figura 75 es mostra la part corresponent a la mitjana mòbil, ja comentada anteriorment (Figura 57).

```

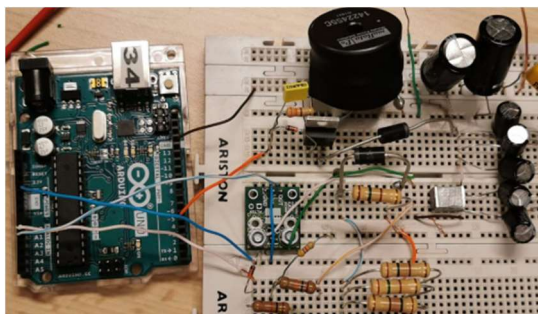
58     ++calculo_PI;
59     if(calculo_PI==5){
60         currentTime=millis();//guarda la hora actual
61         elapsedTime = (double)(currentTime - previousTime);//temps transcorregut
62         error= N_I_BAT- n_Ibat_meas ;//càlcul de l' error
63         cumError += error * elapsedTime; // compute integral
64         n_duty = KP*error + KI*cumError;
65         previousTime = currentTime;
66         calculo_PI=0;
67     }
68     Timer1.pwm (TRT_PIN, n_duty);
69     Serial.print (n_Ibat_meas);
70     Serial.print (" , ");
71     Serial.print (n_duty);
72     Serial.print (" , ");
73     Serial.println (N_I_BAT);
74 }

```

Figura 76: fragment (4/4) control corrent PI.

En la Figura 76 es mostra el procés de càlcul del senyal de control i els “print” per donar informació a l’usuari sobre el valor de la mitjana, el cicle de treball i la consigna actual. L’única diferència amb el presentat anteriorment és el senyal d’error, que en aquest cas és la del sensor de corrent i no la del divisor de tensió.

En implementar el codi de control de corrent amb PI a la placa de proves amb el muntatge de la Figura 77, s'observa un funcionament correcte. S'assoleixen les consignes marcades sense cap problema.



*Figura 77: muntatge de prova de control de voltatge i corrent.*

Una vegada amb els codis de control de voltatge i codi de control de corrent operatius i funcionals, es pot passar al següent pas: el control del procés de càrrega, en el qual s'han d'aconseguir barrejar ambdós per aconseguir el mode de voltatge constant i mode de corrent constant.

## 7.8 Control del procés de càrrega

En aquest apartat es presenta una versió de codi molt propera a la que hagués estat la versió definitiva. En les proves que es van dur a terme funcionava notablement bé. Aquesta versió en fase de desenvolupament no fa el cicle de càrrega continu, sinó que s'ha de seleccionar manualment mode de corrent constant o mode de voltatge constant. Pel que fa al problema en l'arrencada del convertidor, en aquest codi es treballa més encara, no només limitant el cicle de treball com es fa en el mode de voltatge continu, sinó implementant un algorisme de detecció de saturació del cicle de treball mentre es troba en mode de corrent constant. Aquest algorisme permet reduir la consigna de corrent (inicialment 1A) quan el cicle de treball ha estat saturat al màxim permès durant un nombre indicat de cicles del senyal de control. De la mateixa forma també disposa d'un sistema de detecció de cicles amb funcionament correcte. En aquest cas es va augmentant la consigna fins a arribar a la consigna inicial. Aquest algorisme pretén solucionar els problemes que podria ocasionar el pas d'un núvol, que provocaria una disminució de la radiació que rep el panell, afectant negativament a l'entrega de potència del panell. Aquest algorisme només s'aplica en el mode de corrent constant, com que en el mode de voltatge constant no és possible reduir el voltatge per dur a terme la càrrega. En canvi si és possible baixar la consigna de corrent, ja que només afectarà en el temps de càrrega total.

En codis anteriors es treballa amb una freqüència de l'ADC de 10 KHz. Tenint en compte que el senyal PWM té una freqüència de 62.5KHz, s'envien sis senyals de



control amb la mateixa mostra del senyal de sortida (sigui voltatge o corrent). Per solucionar aquest inconvenient en aquest codi es treballa amb una velocitat de mostreig molt superior a la del senyal PWM. Per aconseguir treballar amb una freqüència de mostreig més elevada cal usar els registres i les interrupcions. Treballant en un nivell més baix de programació i enviant les comandes directament al microcontrolador. Canviant la configuració habitual del convertidor ADC, es desactiva l'opció de conversió automàtica. Amb aquest ajust s'activa només quan és necessari prendre una mostra.

En resum, en acabar cada cicle del senyal PWM s'activa la interrupció. Aquesta interrupció inclou el codi per refrescar el valor més antic de la mitjana mòbil, comprovar el valor de la consigna, controlar que no estigui saturat el cicle de treball i calcular el nou senyal de control amb el controlador PI. [37]

Per tant aquest codi ofereix tots els avantatges presentats anteriorment com són la mitjana mòbil i el controlador PI. Afegint a més a més una major capacitat de refrescar les mostres i controlar la saturació del sistema.

Degut a causes de força major (confinament) que no han permès la presència al laboratori, ha estat impossible acabar de desenvolupar aquest codi i presentar una versió final totalment operativa.

A la Figura 78 es mostra el codi "definitiu" d'aquest projecte.

```

1 #include <TimerOne.h>
2 /* Defines for setting and clearing register bits. (Source:
3  https://www.instructables.com/id/Girino-Fast-Arduino-Oscilloscope.) */
4 #ifndef CLEAR_BIT //Aquestes comandes es fan servir
5 #define CLEAR_BIT(sfr, bit) (_SFR_BYTE(sfr) &= ~_BV(bit)) //per utilitzar directament els
6 #endif //registres per accedir a
7 #ifndef SET_BIT //la comunicació sense fer
8 #define SET_BIT(sfr, bit) (_SFR_BYTE(sfr) |= _BV(bit)) //servir el IDE Arduino, que
9 #endif //relentitza el procés
10 //Per seleccionar el mode de voltatge constant
11 #define CONST_CURR_MODE //cal comentar aquesta línia, per seleccionar el
12 //mode corrent constant deixar-ho com està.

```

Figura 78: fragment (1/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 78 es mostren les comandes emprades per treballar directament amb els registres (línies 4-9). La línia 11 és el que determina en quin mode està treballant el sistema, voltatge constant en cas de comentar la línia 11 i corrent constant en cas de no comentar-la.

```

13 /* Target current */
14 #define TARGET_CURR 1.0f //Consigna de corrent (mode corrent constant)
15 //cal tenir en compte que pel càlcul de corrent -> Vcs = CURR_SENS_OFFSET + CURR_SENS_SENSIB * I
16 // on I és la corrent sensada
17 #define CURR_SENS_OFFSET 2.5f //offset sensor corrent
18 #define CURR_SENS_SENSIB 0.4f //sensibilitat sensor V/A
19 //Consigna de corrent per comparar amb la llegida (0-1023)
20 #define TARGET_CURR_N \
21 ((int) ((CURR_SENS_OFFSET + CURR_SENS_SENSIB * TARGET_CURR) \
22 * (1024.0f / 5.0f)))

```

Figura 79: fragment (2/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 79 es mostra la definició i el càlcul de la consigna de corrent amb el sensor.

```

23 /* Target voltage. */
24 #define TARGET_VOLT 14.4f //Consigna voltatge
25 // Pel càlcul de voltatge -> Vvd = V * (VOLT_SENS_R_LOW / (VOLT_SENS_R_HIGH + VOLT_SENS_R_HIGH))
26 //On V és el voltatge real (sense div tensió)
27 #define VOLT_SENS_R_HIGH 1205
28 #define VOLT_SENS_R_LOW 385
29 //Relació divisor de tensió
30 #define VOLT_SENS_DIV_FACT \
31 ((float) VOLT_SENS_R_LOW / (VOLT_SENS_R_LOW + VOLT_SENS_R_HIGH))
32 // Consigna de voltatge per comparar amb la llegida (0-1023)
33 #define TARGET_VOLT_N \
34 ((int) (TARGET_VOLT * VOLT_SENS_DIV_FACT * (1024.0f / 5.0f)))

```

Figura 80: Fragment (3/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 80 es mostra la definició i el càlcul de la consigna de voltatge amb el divisor de tensió.

```

35 /* Period (microseconds) of the voltage PWM waveform. */
36 #define PER_US 16 //Es defineix període senyal pwm (62.5KHz)
37 #define N_DUTY_MAX ((int) (1023 * 0.9f)) //Es defineix duty max
38 #define N_DUTY_MIN ((int) (0)) //Es defineix duty min
39 #define TRT_PIN 9 //Es defineix sortida senyal PWM (Mosfet)
40 #define VOLT_SENS_PIN 0X5 //Entrada analògica divisor de tensió
41 #define CURR_SENS_PIN 0X0 //Entrada analògica sensor de corrent
42 #define AVG_LEN 5 //Longitud vector mitjana mòbil

```

Figura 81: fragment (4/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 81 es mostren els límits del cycle de treball, la longitud del vector de la mitjana mòbil, els pins analògics i el període del senyal PWM.

```

43 #if defined (CONST_CURR_MODE) //Si esta en mode de corrent constant..
44 #define NUM_CONSEC_DUTY_LIMIT 3 //Màxim 3 cicles saturat al duty max
45 #define TARGET_RED_FACT (15.0f/16.0f) //Factor reducció consigna de corrent
46 #define TARGET_INC_FACT (17.0f/16.0f) //Factor increment consigna de corrent
47 #define WAIT_TIME_DUTY_OK_MS (500UL) //Temps entre mesures 500uS
48 #define N_WAIT_TIME_DUTY_OK_MS (1000 * (WAIT_TIME_DUTY_OK_MS / (float)PER_US)) //Càlcul desbordament contador 2
49 #endif

```

Figura 82: fragment (5/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 82 s'inicien les constants necessàries per reduir la consigna de corrent en cas de ser necessari. Aquest fragment només és operatiu en cas de mode corrent constant.



```

50 /* Kp and Ki constants for the PI controller. */
51 #define KP 1.0f
52 #define KI 0.025f
53 volatile float err; // Error = valor de referència - valor mesurat
54 volatile float prop_term; //valor proporcional
55 volatile float err_sum; //suma dels errors
56
57 volatile uint8_t low; //Sortida ADC (low byte).
58 volatile uint8_t high; //Sortida ADC (high byte).
59 volatile int n; //Sortida ADC (s'ajunten els 2 bytes anteriors)
60 volatile int volt_sens_n_arr [AVG_LEN]; //Es declara el vector que emmagatzema els últims valors del divisor de
61 //voltatge presos per l'ADC AVG_LEN
62 volatile int curr_sens_n_arr [AVG_LEN]; //El mateix però amb els valors del sensor de corrent
63 volatile int i; //Serveix com a "cursor" dels 2 vectors anteriors
64 volatile long volt_sens_n_sum; //Sumatori dels valors del vector de voltatge
65 volatile long curr_sens_n_sum; // Sumatori dels valors del vector de corrent
66 volatile int volt_sens_n_avg; //Mitjana dels valors del vector de voltatge
67 volatile int curr_sens_n_avg; //Mitjana dels valors del vector de corrent
68 volatile int n_duty; //Valor del duty (sempre ha d'estar dintre dels límits marcats abans)

```

Figura 83: fragment (6/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 83 es mostren les constants necessàries per al controlador PI, les variables necessàries per emmagatzemar els valors de l'ADC i els vectors per la mitjana mòbil. També es mostra la variable que emmagatzema el senyal de control "n\_duty" i els resultats de la mitjana mòbil.

```

69 #if defined (CONST_CURR_MODE) //Si esta en mode de corrent constant..
70 volatile int num_consec_duty_max; //Numero de cicles consecutius en què el duty = N_DUTY_MAX
71 volatile long num_consec_duty_ok; //Numero de cicles consecutius en què el duty < N_DUTY_MAX
72 volatile int ref_curr_n; //Consigna de corrent, (inicialment és TARGET_CURR_N)
73 #endif

```

Figura 84: fragment (7/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 84 es mostren les variables necessàries per comptar el nombre de vegades que porta el cicle de treball saturat o no i la consigna de corrent de referència. Aquest fragment de codi només és operatiu en cas de mode de corrent constant.

```

74 void
75 ISR_ct () //comença l'interrupció
76 {
77     if (i >= AVG_LEN) { i = 0; } //Si el cursor sobrepassa el tamany del vector torna al zero
78     ADMUX &= 0XEO; //Es selecciona el canal del ADC
79     ADMUX |= CURR_SENS_PIN; //Es selecciona el sensor de corrent
80     SET_BIT (ADCSRA, ADSC); //Es dona la orde de començar a convertir al ADC
81     while (ADCSRA & _BV (ADSC)); //S'espera a què acabi la conversió el ADC
82     low = ADCL; //Es llegeix el low byte
83     high = ADCH; //Es llegeix el high byte
84     n = (high << 8) | low; //els 10 bit es guarden en n
85
86     curr_sens_n_sum -= curr_sens_n_arr [i]; //Es resta del total el valor de la posició actual del cursor
87     curr_sens_n_arr [i] = n; //Es substitueix el valor actual del vector en la posició i pel valor n
88     curr_sens_n_sum += n; //Aquest últim valor es suma al total del valor del vector
89     curr_sens_n_avg = curr_sens_n_sum / AVG_LEN; //Es calcula la mitja dels valors del vector

```

Figura 85: fragment (8/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 85 es mostra el procés de la interrupció per llegir el senyal de corrent. Primer se selecciona el canal del convertidor i l'entrada analògica del sensor de corrent i es dona l'ordre de començar la conversió. El programa s'atura fins que el convertidor ha llegit el valor. Una vegada finalitzada la conversió s'ajunten els dos

bytes en la variable `n`, on ja es disposa del valor llegit de 10 bits. Una vegada ja es disposa del valor es segueix el procés de la mitjana mòbil, en el qual el valor més antic del vector és substituït per l'actual.

```

90  ADMUX &= 0XE0;           //Es selecciona el canal del ADC
91  ADMUX |= VOLT_SENS_PIN;   //Es selecciona el divisor de tensió
92  SET_BIT (ADCSRA, ADSC);    //mateix procés que amb sensor de corrent
93  while (ADCSRA & _BV (ADSC));
94  low = ADCL;
95  high = ADCH;
96  n = (high << 8) | low;
97
98  volt_sens_n_sum -= volt_sens_n_arr [i];
99  volt_sens_n_arr [i] = n;
100 volt_sens_n_sum += n;
101 volt_sens_n_avg = volt_sens_n_sum / AVG_LEN;
102
103 ++i;                       //S'incrementa el valor del cursor (es mou a la dreta)

```

Figura 86: fragment (9/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 86 es mostra el mateix procés que a la Figura 85, però en aquest cas amb els valors del procés de mode de voltatge constant. La línia 93 és la que atura el codi fins que acaba la conversió de l'ADC.

```

104 #if defined (CONST_CURR_MODE)           //Si esta en mode corrent constant..
105   err = ref_curr_n - curr_sens_n_avg;     //Es calcula el error entre consigna de corrent i corrent mesurat
106 #else                                     //Si esta en mode voltatge constant..
107   err = TARGET_VOLT_N - volt_sens_n_avg;  //ES calcula error entre consigna de voltatge i voltatge mesurat
108 #endif
109 err_sum += err;                          //L'error actual es suma a l'acumulat
110 prop_term = KP * err;                    //Es calcula es valor proporcional del duty
111 n_duty = prop_term + KI * err_sum;        //Es calcula el duty

```

Figura 87: fragment (10/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 87 es mostra el càlcul dels valors per fer el càlcul de la part proporcional i la integral del controlador PI. Segons el mètode escollit (corrent constant o voltatge constant) es calcula el senyal d'error amb uns valors o uns altres (senyal del divisor de tensió o del sensor de corrent). El senyal de control (`n_duty`) és la suma del control proporcional més el control integral.

```

112 /*Es satura el duty cycle en cas de ser necessari en mode de voltatge constant.
113  * En mode de corrent constant s'ajusta la consigna per evitar la saturació*/
114 if (n_duty >= N_DUTY_MAX)
115 {
116   n_duty = N_DUTY_MAX;
117   if (KI != 0.0f)
118   {
119     err_sum = (N_DUTY_MAX - prop_term) / KI; //per evitar efecte windup, ja que el càlcul anteriorment fet
120   }                                         //indicaba un valor d'n_duty diferent al finalment impossat.

```

Figura 88: fragment (11/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 88 es mostra el saturador per no sobrepassar en cap cas el cicle de treball màxim. A la línia 119 hi ha un “antiwindup”, això serveix per evitar un error en la part integral a causa de la saturació. En cas de no tenir aquest “antiwindup” si el

saturador actua,  $n\_duty$  canviarà el seu valor al límit però pel que respecta al control no hi hauria cap canvi, introduint així un error. Per tant gràcies a l'antiwindup no hi ha error en el còmput integral en saturar.

```

121 #if defined (CONST_CURR_MODE)
122     ++num_consec_duty_max;                //En cas de mode de corrent continu es conta el numero
123     num_consec_duty_ok = 0;                //de cicles que es duty està saturat
124     if (num_consec_duty_max >= NUM_CONSEC_DUTY_LIMIT) //En cas de ser major al nombre màxim permès
125     {                                       //la consigna es redueix amb la intenció de no saturar
126         num_consec_duty_max = 0;
127         ref_curr_n *= TARGET_RED_FACT;
128     }
129 #endif

```

Figura 89: fragment (12/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 89 es mostra el procés de reducció de la consigna de corrent en cas d'estar saturat al màxim el cicle de treball durant NUM\_CONSEC\_DUTY\_LIMIT vegades. En cas de superar el nombre de cicles en saturació, la consigna es multiplica per un factor reductor (TARGET\_RED\_FACT) i comença a contar des de zero un altre cop.

En les pròximes voltes si continua saturat continuarà sumant cicles "malament"(saturats) fins que es torni a reduir la consigna.

```

130     }
131     else
132     {
133         if (n_duty < N_DUTY_MIN)
134         {
135             n_duty = N_DUTY_MIN;
136             if (KI != 0.0f)
137             {
138                 err_sum = (N_DUTY_MIN - prop_term) / KI;    //Mateix sistema per evitar el wind up
139             }
140         }

```

Figura 90: fragment (13/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 90 es troba el mateix cas que en la Figura 88, però en aquest cas per evitar baixar del límit, és a dir es procura que el cicle de treball mai sigui negatiu.

```

141 #if defined (CONST_CURR_MODE) //En cas de mode corrent constant
142     num_consec_duty_max = 0; //S'inicialitza a zero el contador
143     if (ref_curr_n < TARGET_CURR_N) //Si la consigna ha estat reduïda
144     {
145         ++num_consec_duty_ok; //El contador de cicles ok augmenta
146         if (num_consec_duty_ok >= N_WAIT_TIME_DUTY_OK_MS) //Si ha pasat el temps necessari
147         {
148             num_consec_duty_ok = 0L;
149             ref_curr_n *= TARGET_INC_FACT; //S'incrementa la consigna
150             if (ref_curr_n > TARGET_CURR_N) //En cas de ser aquesta consigna major
151             { //al target inicial, aquesta s'igualava al target inicial
152                 ref_curr_n = TARGET_CURR_N;
153             }
154         }
155     }
156 #endif
157 }
158
159 Timer1.setPwmDuty (TRT_PIN, n_duty); //S'envia el duty actualitzat
160 } //Acaba interrupció

```

Figura 91: fragment (14/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 91 es mostra el procés per tornar a la consigna inicial en cas d'haver estat aquesta reduïda a causa de la saturació del cicle de treball. Per poder elevar a la consigna de corrent inicial cal que el cicle de treball no hagi estat saturat durant `N_WAIT_TIME_DUTY_OK_MS`. Quan es compleix aquesta condició la consigna es multiplica per un factor elevador, vigilant sempre però per no superar la consigna inicial. Quan el càlcul de la consigna després de ser elevada dona major a l'inicial, s'aplica una saturació i el seu corresponent antiwindup. Una vegada finalitzats tots els càlculs, s'envia el nou senyal de control (línia 159) i finalitza la interrupció. Aquesta no tornarà a ser activada fins que es detecti que ha finalitzat el període del senyal PWM.

```

161 void setup ()
162 {
163     Serial.begin (9600); //S'inicia el port sèrie
164
165     SET_BIT (ADMUX, REFS0); //Es selecciona voltatge de referència per l'ADC
166     SET_BIT (ADCSRA, ADEN); //S'habilita el convertidor ADC
167     SET_BIT (ADCSRA, ADLAR); //Es deshabilita el resultat esquerre de la conversió
168     CLEAR_BIT (ADCSRA, ADIF); //Es deshabilita el mode d'autolectura
169     CLEAR_BIT (ADCSRA, ADSC); //Es deshabiliten les interrupcions
170     CLEAR_BIT (ADCSRA, ADSC); //No activa la conversió (bit de conversió en estat baix)
171     SET_BIT (ADCSRA, ADPS2); //Es configura el Prescaler
172     SET_BIT (ADCSRA, ADPS1); //El preescaler es posa
173     CLEAR_BIT (ADCSRA, ADPS0); //a 4
174
175     i = 0; //S'inicialitza tot a zero excepte: duty (es posa a duty min)
176     //les consignes (corrent/voltatge) i la senyal pwm
177     volt_sens_n_arr [i] = curr_sens_n_arr [i] = 0;
178     volt_sens_n_sum = curr_sens_n_sum = 0;
179     volt_sens_n_avg = curr_sens_n_avg = 0;
180     n_duty = N_DUTY_MIN;
181     err_sum = 0.0f;
182     #if defined (CONST_CURR_MODE)
183         ref_curr_n = TARGET_CURR_N;
184         num_consec_duty_max = num_consec_duty_ok = 0;
185     #endif

```

Figura 92: fragment (15/17) codi procés de càrrega.



En la Figura 92 es mostra el “set up” del codi, en el qual es configura el convertidor perquè funcioni més ràpidament. Per aconseguir això es desactiva la conversió automàtica, les interrupcions i es posa el “preescaler” a quatre. També s’inicialitzen totes les variables que cal, i les que no tenen un valor redefinit s’inicialitzen a zero.

```
186 Timer1.initialize (PER_US); //S'inicialitza el timer 1 amb un senyal de 62.5KHz
187 Timer1.pwm (TRI_PIN, n_duty); //S'envia el senyal de control al mosfet
188 Timer1.attachInterrupt (ISR_ct); //S'ajunta el final del cicle del senyal amb el començament de la interrupció
189 }
```

Figura 93: fragment (16/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 93 es mostra la inicialització del senyal PWM, i la interrupció. Aquesta serà activada al final de cada període del senyal PWM.

```
190 void loop ()
191 {
192 #if defined (CONST_CURR_MODE)
193   Serial.print (ref_curr_n);
194   Serial.print (" ");
195   Serial.print (curr_sens_n_avg);
196   Serial.print (" ");
197   Serial.print (n_duty);
198   Serial.print (" ");
199   Serial.print (num_consec_duty_max);
200   Serial.print (" ");
201   Serial.println (num_consec_duty_ok);
202 #else
203   Serial.print (TARGET_VOLT_N);
204   Serial.print (" ");
205   Serial.print (volt_sens_n_avg);
206   Serial.print (" ");
207   Serial.print (n_duty);
208   Serial.print (" ");
209   Serial.println (volt_sens_n_sum);
210 #endif
211 }
```

Figura 94: fragment (17/17) codi procés de càrrega.

En la Figura 94 es mostra el bucle del codi, el qual serveix per donar informació a l'usuari, segons el mètode seleccionat dona informació sobre el corrent o sobre el voltatge. Dona informació sobre la consigna, el valor de la mitjana i el cicle de treball. A més en cas d'estar en mode de corrent constant dona informació sobre el nombre de cicles en saturació/cicles “ok”.

Tots els codis del capítol 7 es poden trobar a l'Annex 2.

Per la implementació del codi de l'apartat 7.8, encara que ha canviat la freqüència de mostreig del convertidor no es canvia la freqüència de tall del filtre passa baixos. Això és degut al fet que el senyal que es vol mostrejar és continu. Per tant és possible deixar el filtre amb freqüència de tall de 5 KHz. Ja que no interessa captar senyals d'alta freqüència i segueix complint el teorema de Nyquist.

## Conclusions

La finalitat d'aquest projecte ha estat el disseny i la implementació d'un carregador de bateries autònom capaç de dur a terme un mètode de càrrega poc perjudicial que maximitzi la vida útil de la bateria i que sigui capaç d'adaptar-se als canvis en l'entrega de potència de la font d'energia renovable.

El primer repte ha estat establir una estructura que permeti alimentar la càrrega amb corrent constant i voltatge constant, solucionat amb la implementació del convertidor elevador. Per controlar el convertidor s'ha fet un petit estudi de les possibles opcions escollint finalment Arduino Uno, una de les plaques més econòmiques i completes. El fet de ser un sistema portàtil dóna molta més importància a l'espai que ocupa el sistema. En aquest cas, la part del sistema més voluminosa han estat els panells solars. Amb la necessitat de reduir al màxim el volum s'ha decidit escollir una potència ajustada a la màxima necessària. Per complir això s'ha decidit utilitzar-ne dos de 10 W connectats en paral·lel. Amb el sistema escollit, ara ja només queda la connexió entre el sistema de càrrega i el microcontrolador. Per fer possible la mesura del corrent que circula per la càrrega s'ha implementat un sensor de corrent i per mesurar el voltatge, ha calgut implementar un divisor de tensió. Amb el sistema plenament connectat ha estat tot un repte implementar un codi capaç d'adaptar les necessitats del sistema en gairebé qualsevol situació. Per arribar a aquest punt ha sigut necessari baixar un nivell el codi de programació i treballar directament amb les comandes al microcontrolador. Fent servir les rutines d'interruptió s'ha aconseguit un sistema ràpid i efectiu. Tot i que no ha estat possible fer les proves del sistema complet amb els panells solars i la bateria. Amb les proves prèvies dutes a terme al laboratori, tot apunta que el sistema complet serà capaç de completar el cicle de càrrega sense cap problema.

## Bibliografia

- [1] "Charging Batteries with a Power Supply – Battery University." [Online]. Available: [https://batteryuniversity.com/learn/article/charging\\_with\\_a\\_power\\_supply](https://batteryuniversity.com/learn/article/charging_with_a_power_supply). [Accessed: 19-Mar-2020].
- [2] "Batería de plomo ácido, 12V 7Ah, AGM, terminales Faston F1 | RS Components." [Online]. Available: <https://es.rs-online.com/web/p/products/5375488/>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [3] "Charging Information For Lead Acid Batteries – Battery University." [Online]. Available: [https://batteryuniversity.com/learn/article/charging\\_the\\_lead\\_acid\\_battery](https://batteryuniversity.com/learn/article/charging_the_lead_acid_battery). [Accessed: 19-Mar-2020].
- [4] D. Guasch Murillo, S. Silvestre Berges, and Universitat Politècnica de Catalunya. Departament d'Enginyeria Electrònica., "Modelado y análisis de sistemas fotovoltaicos," *TDX (Tesis Dr. en Xarxa)*, p. 224, Nov. 2003.
- [5] D. Guasch Murillo, S. Silvestre Berges, and Universitat Politècnica de Catalunya. Departament d'Enginyeria Electrònica., "Modelado y análisis de sistemas fotovoltaicos," *TDX (Tesis Dr. en Xarxa)*, p. 224, Nov. 2003.
- [6] "Standard test conditions - wiki.openmod-initiative.org." [Online]. Available: [https://wiki.openmod-initiative.org/wiki/Standard\\_test\\_conditions](https://wiki.openmod-initiative.org/wiki/Standard_test_conditions). [Accessed: 12-Jun-2020].
- [7] "La importancia del regulador de carga en una instalación fotovoltaica." [Online]. Available: <https://autosolar.es/blog/aspectos-tecnicos/la-curva-de-intensidad-voltaje-y-la-de-potencia-voltaje-de-un-panel-solar-el-papel-del-regulador-de-carga>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [8] "YUANFENGPOWER 10W 6V panel solar célula solar monocristalina para camping, automóvil, barco, cámara, carga externa: Amazon.es: Industria, empresas y ciencia." [Online]. Available: <https://www.amazon.es/YUANFENGPOWER-monocristalina-camping-automóvil-externa/dp/B0814FN6DL>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [9] "Arduino Uno R3, Qué es, Características, Precio, Programación." [Online]. Available: <https://descubrearduino.com/arduino-uno/>. [Accessed: 30-Mar-2020].
- [10] "Raspberry Pi: todo lo necesario para iniciarse como maker desde cero." [Online]. Available: <https://www.xataka.com/makers/cero-maker-todo-necesario-para-empezar-raspberry-pi>. [Accessed: 18-Mar-2020].



- [11] "Arduino y Raspberry Pi: qué son y cuáles son sus diferencias." [Online]. Available: <https://www.xataka.com/basics/arduino-raspberry-pi-que-cuales-sus-diferencias>. [Accessed: 18-Mar-2020].
- [12] "Arduino Uno Rev3 | Arduino Official Store." [Online]. Available: <https://store.arduino.cc/arduino-uno-rev3>. [Accessed: 18-Mar-2020].
- [13] "Arduino Mega: Características, Capacidades y donde conseguirlo en Panamá | Panama Hitek." [Online]. Available: <http://panamahitek.com/arduino-mega-caracteristicas-capacidades-y-donde-conseguirlo-en-panama/>. [Accessed: 18-Mar-2020].
- [14] "Arduino Due | Arduino Official Store." [Online]. Available: <https://store.arduino.cc/arduino-due>. [Accessed: 18-Mar-2020].
- [15] "Convertidores CC-CC conmutados: Elevador o 'Boost converter' | CacHarrytos." [Online]. Available: <https://cacharrytos.com/2014/12/14/convertidores-cc-cc-conmutados-elevador-o-boost-converter/>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [16] "Convertidores CC-CC conmutados: Elevador o 'Boost converter' | CacHarrytos." [Online]. Available: <https://cacharrytos.com/2014/12/14/convertidores-cc-cc-conmutados-elevador-o-boost-converter/>. [Accessed: 16-Mar-2020].
- [17] "Convertidor elevador - Wikipedia, la enciclopedia libre." [Online]. Available: [https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor\\_elevador#/media/Archivo:Boost\\_operating.svg](https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_elevador#/media/Archivo:Boost_operating.svg). [Accessed: 16-Jun-2020].
- [18] "Proyecto Final de Carrera."
- [19] N. Mohammad, M. Quamruzzaman, M. R. T. Hossain, and M. R. Alam, "Parasitic Effects on the Performance of DC-DC SEPIC in Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Applications," *Smart Grid Renew. Energy*, vol. 04, no. 01, pp. 113–121, Feb. 2013.
- [20] "1422455C | Inductor radial Murata, 220  $\mu$ H  $\pm$ 10%, SRF máxima:2.2MHZ, Q:30, Idc:5.5A, Rdc:62m $\Omega$  | RS Components." [Online]. Available: <https://es.rs-online.com/web/p/inductores-para-pcb/0228595/?relevancy-data=636F3D3126696E3D4931384E525353746F636B4E756D626572266C753D656E266D6D3D6D61746368616C6C26706D3D5E2828282872737C5253295B205D3F293F285C647B337D5B5C2D5C735D3F5C647B332C347D5B705061415D3F29297C283235285C647B387D7C5C647B317D5C2D5C647B377D2929292426706F3D3126736E3D592673723D2673743D52535F53544F434B5F4E554D4245522>

- 677633D4E4F4E45267573743D3232382D353935267374613D3032323835393526&searchHistory=%7B%22enabled%22%3Atrue%7D. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [21] "EEU-FR1E102 Panasonic | Mouser España." [Online]. Available: <https://www.mouser.es/ProductDetail/Panasonic/EEU-FR1E102?qs=sGAEpiMZZMtZ1n0r9vR22eOLaseCUKTaHMz177co6pA=>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [22] "SB560 | Diodo, SB560, 5A, 60V, DO-201AD, 2-Pines | RS Components." [Online]. Available: <https://es.rs-online.com/web/p/diodos-schottky-y-rectificadores/8022229/>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [23] "Efecte Joule - Viquipèdia, l'enciclopèdia lliure." [Online]. Available: [https://ca.wikipedia.org/wiki/Efecte\\_Joule](https://ca.wikipedia.org/wiki/Efecte_Joule). [Accessed: 23-Mar-2020].
- [24] "ATmega16U2 pdf, ATmega16U2 description, ATmega16U2 datasheets, ATmega16U2 view :: ALLDATASHEET ::" [Online]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/313554/ATMEL/ATmega16U2.html>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [25] "(279) Fuente DC DC con Arduino | PWM a 62kHz desde el registro TCCR0B - YouTube." [Online]. Available: [https://www.youtube.com/watch?v=qRC3zQ\\_78yk](https://www.youtube.com/watch?v=qRC3zQ_78yk). [Accessed: 23-Mar-2020].
- [26] "(1) Facebook." [Online]. Available: <https://www.facebook.com/LabviewEmbedded4Arduino/photos/pcb.1421159504586084/1421156254586409/?type=3&theater>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [27] "transistores - Explicación del circuito bipolar de tótem - Intercambio de pilas de ingeniería eléctrica." [Online]. Available: <https://electronics.stackexchange.com/questions/396680/totem-pole-bipolar-circuit-explanation>. [Accessed: 13-Jun-2020].
- [28] "irf520nl.pdf PDF datasheet. ALL TRANSISTORS DATASHEET. POWER MOSFET, IGBT, IC, TRIACS DATABASE. Electronic Supply. INNOVATION CATALOG. Service." [Online]. Available: [https://alltransistors.com/es/pdfview.php?doc=irf520nl.pdf&dire=\\_international\\_rectifier](https://alltransistors.com/es/pdfview.php?doc=irf520nl.pdf&dire=_international_rectifier). [Accessed: 16-Jun-2020].
- [29] "irl540nspbf.pdf PDF datasheet. ALL TRANSISTORS DATASHEET. POWER MOSFET, IGBT, IC, TRIACS DATABASE. Electronic Supply. INNOVATION CATALOG. Service." [Online]. Available: [https://alltransistors.com/es/pdfview.php?doc=irl540nspbf.pdf&dire=\\_upd](https://alltransistors.com/es/pdfview.php?doc=irl540nspbf.pdf&dire=_upd). [Accessed: 16-Jun-2020].

- [30] "Teorema de muestreo de Nyquist-Shannon - Wikipedia, la enciclopedia libre."  
[Online]. Available:  
[https://es.wikipedia.org/wiki/Teorema\\_de\\_muestreo\\_de\\_Nyquist-Shannon](https://es.wikipedia.org/wiki/Teorema_de_muestreo_de_Nyquist-Shannon).  
[Accessed: 17-Jun-2020].
- [31] "Pololu - ACS724 Current Sensor Carriers." [Online]. Available:  
<https://www.pololu.com/category/265/acs724-current-sensor-carriers>. [Accessed:  
24-Jun-2020].
- [32] "divisor de tension - Búsqueda de Google." [Online]. Available:  
[https://www.google.com/search?q=divisor+de+tension&sxsrf=ALeKk03pwGcZZuIxeMgkci\\_kxN8fcll5GQ:1592306416627&source=lnms&tbm=isch&sa=X&ved=2ahUKEwigntjSm4bqAhXT7eAKHZ8ABJMQ\\_AUoAXoECBAQAw#imgrc=M7eV2fvj07iPNM](https://www.google.com/search?q=divisor+de+tension&sxsrf=ALeKk03pwGcZZuIxeMgkci_kxN8fcll5GQ:1592306416627&source=lnms&tbm=isch&sa=X&ved=2ahUKEwigntjSm4bqAhXT7eAKHZ8ABJMQ_AUoAXoECBAQAw#imgrc=M7eV2fvj07iPNM). [Accessed: 16-Jun-2020].
- [33] "Implementar un filtro de media móvil rápido en Arduino." [Online]. Available:  
<https://www.luisllamas.es/arduino-filtro-media-movil/>. [Accessed: 26-Mar-2020].
- [34] "1.3. Controlador de acción proporcional e integral (PI)." [Online]. Available:  
[http://educativa.catedu.es/44700165/aula/archivos/repositorio/4750/4926/html/13\\_controlador\\_de\\_accin\\_proporcional\\_e\\_integral\\_pi.html](http://educativa.catedu.es/44700165/aula/archivos/repositorio/4750/4926/html/13_controlador_de_accin_proporcional_e_integral_pi.html). [Accessed: 13-May-2020].
- [35] "Arduino Playground - PIDLibrary." [Online]. Available:  
<https://playground.arduino.cc/Code/PIDLibrary/>. [Accessed: 15-Jun-2020].
- [36] "(89) ✓ Mira la Construcción del Robot Balancín - Péndulo Invertido con control PID - YouTube." [Online]. Available:  
<https://www.youtube.com/watch?v=pjrxAMo-apA>. [Accessed: 05-May-2020].
- [37] "Girino - Fast Arduino Oscilloscope : 26 Steps (with Pictures) - Instructables." [Online]. Available: <https://www.instructables.com/id/Girino-Fast-Arduino-Oscilloscope/>. [Accessed: 07-May-2020].
- [38] "ÍNDICE MEMORIA."
- [39] "Cómo implementar un controlador PID en Arduino." [Online]. Available:  
<https://www.luisllamas.es/como-implementar-un-controlador-pid-en-arduino/>.  
[Accessed: 10-Mar-2020].
- [40] "irf520nl.pdf PDF datasheet. ALL TRANSISTORS DATASHEET. POWER MOSFET, IGBT, IC, TRIACS DATABASE. Electronic Supply. INNOVATION CATALOG. Service." [Online]. Available:  
[https://alltransistors.com/es/pdfview.php?doc=irf520nl.pdf&dire=\\_international\\_rectifier](https://alltransistors.com/es/pdfview.php?doc=irf520nl.pdf&dire=_international_rectifier). [Accessed: 28-Apr-2020].
- [41] "(217) Pr#30 Control PID de temperatura DC - YouTube." [Online]. Available:  
<https://www.youtube.com/watch?v=NVwsOzVxZAk>. [Accessed: 02-Mar-2020].

- [42] "(120) ESR en capacitores (Parte 1: Teoría). - YouTube." [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=JfHrSb8efCU>. [Accessed: 27-Jan-2020].
- [43] "Cargadores de batería y métodos de carga." [Online]. Available: <https://www.mpoweruk.com/chargers.htm>. [Accessed: 26-Feb-2020].
- [44] "(145) Limite de corriente para mi fuente dc-dc boost converter - YouTube." [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=7B8NZxQS5Tw>. [Accessed: 06-Feb-2020].
- [45] "Qué es Arduino, cómo funciona y qué puedes hacer con uno." [Online]. Available: <https://www.xataka.com/basics/que-arduino-como funciona-que-puedes-hacer-uno>. [Accessed: 18-Mar-2020].
- [46] "All About Battery Chargers – Battery University." [Online]. Available: [https://batteryuniversity.com/learn/article/all\\_about\\_chargers](https://batteryuniversity.com/learn/article/all_about_chargers). [Accessed: 06-Feb-2020].
- [47] "Convertidor Boost - Wikipedia, la enciclopedia libre." [Online]. Available: [https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor\\_Boost](https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Boost). [Accessed: 30-Mar-2020].
- [48] "¿Se pueden cargar y descargar las baterías al mismo tiempo? ¿Y se desgastan más rápido al hacerlo? [duplicar] - Electronica." [Online]. Available: <https://electronica.guru/questions/43176/se-pueden-cargar-y-descargar-las-baterias-al-mismo-tiempo-y>. [Accessed: 26-Feb-2020].
- [49] "ESR en capacitores parte 2: Pruebas con alta frecuencia - YouTube." [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=HuT2dcSikFc>. [Accessed: 27-Jan-2020].
- [50] "Arduino Playground - PIDLibrary." [Online]. Available: <https://playground.arduino.cc/Code/PIDLibrary/>. [Accessed: 10-Mar-2020].
- [51] "bipolar totem-pole driver - Buscar con Google." [Online]. Available: [https://www.google.es/search?q=bipolar+totem-pole+driver&biw=1366&bih=625&sxsrf=ACYBGNSBkErN6zqdxr7sNvdPcYjSYEfGyQ:1580327880753&tbm=isch&source=iu&ictx=1&fir=i1U7XJckPaMbjM%253A%252CAoTKjndbaKXW9M%252C\\_&vet=1&usg=AI4\\_-kT-IsEQyujU46xujyWlfct9YathpQ&sa=X&ved=2ahUKEwilxtePzKnnAhVGcBQKHfFZBgcQ9QEwAHoEAcQBA#imgsrc=i1U7XJckPaMbjM](https://www.google.es/search?q=bipolar+totem-pole+driver&biw=1366&bih=625&sxsrf=ACYBGNSBkErN6zqdxr7sNvdPcYjSYEfGyQ:1580327880753&tbm=isch&source=iu&ictx=1&fir=i1U7XJckPaMbjM%253A%252CAoTKjndbaKXW9M%252C_&vet=1&usg=AI4_-kT-IsEQyujU46xujyWlfct9YathpQ&sa=X&ved=2ahUKEwilxtePzKnnAhVGcBQKHfFZBgcQ9QEwAHoEAcQBA#imgsrc=i1U7XJckPaMbjM). [Accessed: 29-Jan-2020].
- [52] "Carga y descarga de una batería - Ingeniería Electrónica - Todoexpertos.com." [Online]. Available: <https://www.todoexpertos.com/preguntas/8i7fq57h5ks8eo7t/carga-y-descarga-de-una-bateria>. [Accessed: 26-Feb-2020].
- [53] "Radiación solar en España - Efimarket." [Online]. Available:

- <https://www.efimarket.com/blog/radiacion-solar-en-espana/>. [Accessed: 28-Apr-2020].
- [54] "Radiación solar." [Online]. Available:  
<http://www.agenciaandaluzadelaenergia.es/Radiacion/radiacion3.php>.  
[Accessed: 28-Apr-2020].
- [55] "Charging Information For Lead Acid Batteries – Battery University." [Online]. Available:  
[https://batteryuniversity.com/learn/article/charging\\_the\\_lead\\_acid\\_battery](https://batteryuniversity.com/learn/article/charging_the_lead_acid_battery).  
[Accessed: 21-Jan-2020].
- [56] "Pr#23 Convertidor elevador de voltaje | BOOST DC-DC converter - YouTube." [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=RNWRgvHV-M4>.  
[Accessed: 20-Jan-2020].
- [57] *Anatek 2003 - ESR*. .
- [58] "ACS715ELCTR-30A-T pdf, ACS715ELCTR-30A-T description, ACS715ELCTR-30A-T datasheets, ACS715ELCTR-30A-T view :: ALLDATASHEET ::" [Online]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/217301/ALLEGRO/ACS715ELCTR-30A-T.html>. [Accessed: 13-Feb-2020].
- [59] "(120) Capacitores electroliticos LOW ESR - YouTube." [Online]. Available: [https://www.youtube.com/watch?v=biyps\\_6aqZ8](https://www.youtube.com/watch?v=biyps_6aqZ8). [Accessed: 27-Jan-2020].
- [60] "ATmega ADC tutorial | Open Music Labs." [Online]. Available: <http://www.openmusiclabs.com/learning/digital/atmega-adc/>. [Accessed: 28-May-2020].
- [61] "Características técnicas del ARDUINO UNO."
- [62] "Op-amp Varieties." [Online]. Available: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/Electronic/opampvar6.html#c2>. [Accessed: 06-Feb-2020].
- [63] "La importancia del regulador de carga en una instalación fotovoltaica." [Online]. Available: <https://autosolar.es/blog/aspectos-tecnicos/la-curva-de-intensidad-voltaje-y-la-de-potencia-voltaje-de-un-panel-solar-el-papel-del-regulador-de-carga>. [Accessed: 31-Mar-2020].
- [64] "GUÍA PARA CITAR SIN COMETER PLAGIO."
- [65] "Radiación, Irradiancia, Azimut y Hora sol Pico en Fotovoltica." [Online]. Available: <https://www.sfe-solar.com/noticias/articulos/energia-fotovoltica-radiacion-geometria-recorrido-optico-irradiancia-y-hsp/>. [Accessed: 28-Apr-2020].
- [66] "(No Title)," 2013.
- [67] "Cómo hacer un PID con Arduino y cómo implementar este tipo de control."

- [Online]. Available: <https://descubrearduino.com/como-hacer-un-pid-con-arduino/>. [Accessed: 12-Mar-2020].
- [68] "El mosfet de potencia - Monografias.com." [Online]. Available: <https://www.monografias.com/trabajos104/mosfet-potencia/mosfet-potencia.shtml>. [Accessed: 20-Jan-2020].
- [69] "Arduino Reference." [Online]. Available: <https://www.arduino.cc/reference/en/language/variables/data-types/double/>. [Accessed: 10-Mar-2020].
- [70] "Carga de baterías con una fuente de alimentación - Battery University." [Online]. Available: [https://batteryuniversity.com/learn/article/charging\\_with\\_a\\_power\\_supply](https://batteryuniversity.com/learn/article/charging_with_a_power_supply). [Accessed: 21-Jan-2020].
- [71] "Diferencia entre el canal P y el canal N de un MOSFET." [Online]. Available: <https://www.puomotores.com/13103961/diferencia-entre-el-canal-p-y-el-canal-n-de-un-mosfet>. [Accessed: 05-Mar-2020].
- [72] "Arduino Playground - Timer1." [Online]. Available: <https://playground.arduino.cc/Code/Timer1/>. [Accessed: 01-May-2020].
- [73] *CapSite 2009 - ESR*. .
- [74] "irl540nspbf.pdf PDF datasheet. ALL TRANSISTORS DATASHEET. POWER MOSFET, IGBT, IC, TRIACS DATABASE. Electronic Supply. INNOVATION CATALOG. Service." [Online]. Available: [https://alltransistors.com/es/pdfview.php?doc=irl540nspbf.pdf&dire=\\_upd](https://alltransistors.com/es/pdfview.php?doc=irl540nspbf.pdf&dire=_upd). [Accessed: 28-Apr-2020].
- [75] "Calculadora de Filtro Paso Bajo." [Online]. Available: <http://www.learningaboutelectronics.com/Articulos/Calculadora-de-filtro-paso-bajo.php#respuesta1>. [Accessed: 08-May-2020].
- [76] "transistores - Buscar con Google." [Online]. Available: [https://www.google.com/search?biw=1366&bih=576&tbm=isch&sxsr=ACYBGNR3S5ay4Y8Cv\\_l8E9z1sl1jaXGs3A%3A1580210313367&sa=1&ei=iRgwXsSKFoYlWJSJhYaACA&q=+transistores&oq=+transistores&gs\\_l=img.3..0i67I7j0I3.4090069.4091232..4093190...0.0..0.117.1954.22j2.....0....1..gws-wiz-img.....0i24j35i39.TxYesXbZDI&ved=0ahUKEwiE85eTlqbnAhUMzIUkHYmCAYAQ4dUDCAc&uact=5#imgsrc=CTgUnrxjefTZMM](https://www.google.com/search?biw=1366&bih=576&tbm=isch&sxsr=ACYBGNR3S5ay4Y8Cv_l8E9z1sl1jaXGs3A%3A1580210313367&sa=1&ei=iRgwXsSKFoYlWJSJhYaACA&q=+transistores&oq=+transistores&gs_l=img.3..0i67I7j0I3.4090069.4091232..4093190...0.0..0.117.1954.22j2.....0....1..gws-wiz-img.....0i24j35i39.TxYesXbZDI&ved=0ahUKEwiE85eTlqbnAhUMzIUkHYmCAYAQ4dUDCAc&uact=5#imgsrc=CTgUnrxjefTZMM): [Accessed: 28-Jan-2020].
- [77] "IRL540N HEXFET ® Power MOSFET R DS(on) = 0.044Ω I D = 36A Parameter Max. Units."
- [78] "Tiempo de Conversión A/D de Arduino – gutenber3d." [Online]. Available: <https://gutenber3d.wordpress.com/2015/02/17/tiempo-de-conversion-ad-de->



- arduino/. [Accessed: 25-Feb-2020].
- [79] "(97) ¿Qué es un MOSFET? ¿Cómo funciona? - YouTube." [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=AAWwn1Uc5zU>. [Accessed: 20-Jan-2020].
- [80] "El Transistor MOSFET – Electrónica Práctica Aplicada." [Online]. Available: <https://www.diarioelectronicohoy.com/blog/el-transistor-mosfet>. [Accessed: 28-Jan-2020].
- [81] "Entradas analógicas en Arduino." [Online]. Available: <https://www.luisllamas.es/entradas-analogicas-en-arduino/>. [Accessed: 18-Feb-2020].
- [82] "Adquisición de datos con Arduino I: Tiempo de muestreo y Resolución | Booleanbite." [Online]. Available: <https://booleanbite.com/web/adquisicion-de-datos-con-arduino-i-tiempo-de-muestreo-y-resolucion/>. [Accessed: 25-Feb-2020].
- [83] "El setup y el loop en Arduino | Panama Hitek." [Online]. Available: <http://panamahitek.com/el-setup-y-el-loop-en-arduino/>. [Accessed: 03-Mar-2020].
- [84] "Usar MOSFET como interruptor digital con Arduino y IRF520N." [Online]. Available: <https://www.luisllamas.es/arduino-mosfet-irf520n/>. [Accessed: 24-Jan-2020].
- [85] "Moving Average: What it is and How to Calculate it - Statistics How To." [Online]. Available: <https://www.statisticshowto.datasciencecentral.com/moving-average/>. [Accessed: 03-Mar-2020].
- [86] U. A. Bakshi and A. P. Godse, "The depletion mode MOSFET," in *Electronic Circuits*, Technical Publications Pune, 2008.
- [87] "Arduino Uno Rev3 | Arduino Official Store." [Online]. Available: <https://store.arduino.cc/arduino-uno-rev3>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [88] "Arduino Mega: Características, Capacidades y donde conseguirlo en Panamá | Panama Hitek." [Online]. Available: <http://panamahitek.com/arduino-mega-caracteristicas-capacidades-y-donde-conseguirlo-en-panama/>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [89] "Arduino Due | Arduino Official Store." [Online]. Available: <https://store.arduino.cc/arduino-due>. [Accessed: 16-Jun-2020].
- [90] "IRL540NPBF Infineon Technologies | Mouser España." [Online]. Available: <https://www.mouser.es/ProductDetail/Infineon-Technologies/IRL540NPBF?qs=%2Fha2pyFadujh1Q98Y8Amuw5olq4RsdHPaJ79X02UEgoLdUYk5oeydA%3D%3D>. [Accessed: 16-Jun-2020].

